



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10013158 A**(43) Date of publication of application: **16 . 01 . 98**

(51) Int. Cl.

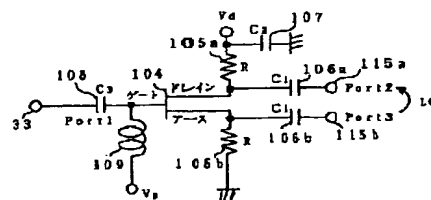
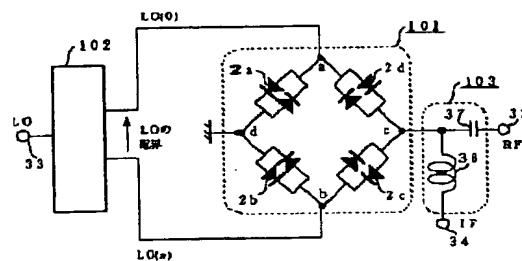
H03D 7/02**H03D 7/14****H03D 9/06****H04B 1/04****H04B 1/26**(21) Application number: **08160035**(22) Date of filing: **20 . 06 . 96**(71) Applicant: **MITSUBISHI ELECTRIC CORP**(72) Inventor:
ITO KENJI
KAWAKAMI KENJI
SHIMOZAWA MITSUHIRO
TAJIMA KENICHI
IIDA AKIO(54) **EVEN HARMONIC MIXER, ORTHOGONAL MIXER, IMAGE REJECTION MIXER, DOUBLE-BALANCED MIXER, RECEIVER, TRANSMITTER AND PHASE-LOCKED OSCILLATOR**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To make the size of the even harmonic mixer small especially for use in a transmitter-receiver of a radio communication system and to miniaturize the communication equipment using the even harmonic mixer.

SOLUTION: A ring-shaped anti-parallel diode pair 101 is used for the even harmonic mixer, and a local oscillating wave is applied by using an active balun 102. The active balun 102 is made up of a transistor (TR) 104, a 1st resistor 105a connected between a drain of the TR 104 and a ground conductor with respect to high frequencies, and a 2nd resistor 105b connected between a source of the TR 104 and the ground conductor in terms of high frequencies.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 D	7/02		H 0 3 D 7/02	B
	7/14			D
	9/06			F
H 0 4 B	1/04		H 0 4 B 1/04	F
	1/26			B
審査請求 未請求 請求項の数21 O L (全 34 頁) 最終頁に続く				

(21) 出願番号 特願平8-160035

(22) 出願日 平成8年(1996) 6月20日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 伊東 健治

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(72) 発明者 川上 憲司

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(72) 発明者 下沢 充弘

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外3名)

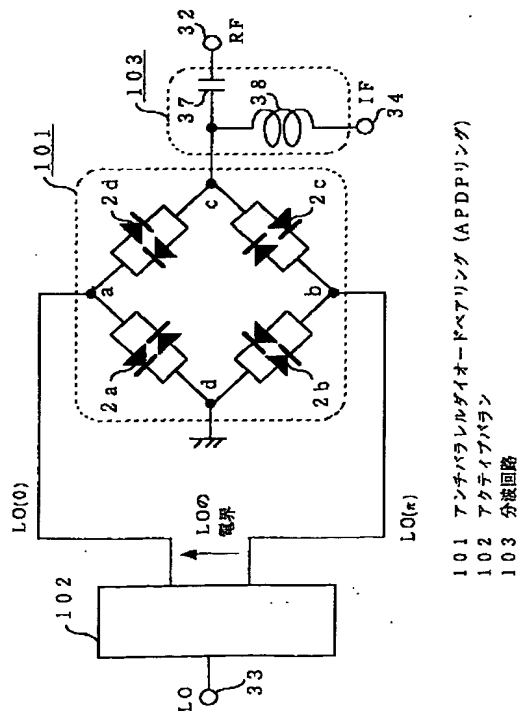
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 偶高調波ミキサ、直交ミキサ、イメージリジエクションミキサ、2重平衡形ミキサ、受信装置、送信装置および位相同期発振器

(57) 【要約】

【課題】 この発明は特に無線通信システムの送受信装置に用いられる偶高調波ミキサの小形化および偶高調波ミキサを用いた通信機器の小形化を課題とする。

【解決手段】 偶高調波ミキサとしてリング状のアンチパラレルダイオードペア101を用い、更に局部発振波の印加をアクティブバラン102を用いている。アクティブバラン102は、トランジスタ104と、このトランジスタ104のドレインと地導体間に高周波的に接続された第1の抵抗105aと、トランジスタ104のソースと地導体間に高周波的に接続された第2の抵抗105bとから構成されている。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 局部発振波を入力端子より入力し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力するアクティブバランと、前記第1の出力信号と前記第2の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力するアンチパラレルダイオードペアリングとを有する偶高調波ミキサであって、

前記アクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第1、第2の抵抗と、前記第1の抵抗がドレイン（ないしはコレクタ）に、前記第2の抵抗がソース（ないしはエミッタ）に、前記入力端子がゲート（ないしはベース）に各々高周波的に接続されたトランジスタとを有し、

前記アンチパラレルダイオードペアリングは、逆極性のダイオードを並列接続してなるアンチパラレルダイオードペアを4つリング状に接続し、それらの接続点において、第1の接続点を地導体と接続し、第1の接続点と対向する第2の接続点より前記入力信号波及び出力信号波を入出力し、第3の接続点を前記トランジスタのドレイン（ないしはコレクタ）に接続し、第4の接続点を前記トランジスタのソース（ないしはエミッタ）に接続した偶高調波ミキサ。

【請求項2】 局部発振波を第1の入力端子より入力し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力する第1のアクティブバランと、無線周波数信号を第2の入力端子より入力し、第3の出力信号と第4の出力信号とを出力する第2のアクティブバランと、前記第1の出力信号、前記第2の出力信号、前記第3の出力信号及び第4の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力するアンチパラレルダイオードペアリングとを有する偶高調波ミキサであって、

前記第1のアクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第1、第2の抵抗と、前記第1の抵抗がドレイン（ないしはコレクタ）に、前記第2の抵抗がソース（ないしはエミッタ）に、前記入力端子がゲート（ないしはベース）に各々高周波的に接続された第1のトランジスタとを有し、

前記第2のアクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第3、第4の抵抗と、前記第3の抵抗がドレイン（ないしはコレクタ）に、前記第4の抵抗がソース（ないしはエミッタ）に、前記入力端子がゲート（ないしはベース）に各々高周波的に接続された第2のトランジスタとを有し、

前記アンチパラレルダイオードペアリングは、逆極性のダイオードを並列接続してなるアンチパラレルダイオードペアを4つリング状に接続し、それらの接続点において、第1の接続点を前記第2のトランジスタのドレイン（ないしはコレクタ）に接続し、第1の接続点と対向する第2の接続点を前記第2のトランジスタのソース（ないしはエミッタ）に接続し、第3の接続点を前記第1の

トランジスタのドレイン（ないしはコレクタ）に接続し、第4の接続点を前記第1のトランジスタのソース（ないしはエミッタ）に接続した偶高調波ミキサ。

【請求項3】 前記アクティブバランの第1の出力信号を出力する出力端子と前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に第1の緩衝増幅器を設け、前記アクティブバランの第2の出力信号を出力する出力端子と前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に第2の緩衝増幅器を設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項4】 前記アンチパラレルダイオードペアリングに対し入力信号波を入力する入力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間に緩衝増幅器を設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項5】 前記アンチパラレルダイオードペアリングより出力信号波を出力する出力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間に緩衝増幅器を設けたことを特徴とする請求項1、2又は4記載の偶高調波ミキサ。

【請求項6】 前記アンチパラレルダイオードペアリングより出力信号波を出力する出力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間の接点と地導体との間に50オームを越える負荷抵抗を接続し、さらに当該負荷抵抗の両端の電圧を増幅する演算増幅器とを設けたことを特徴とする請求項1記載の偶高調波ミキサ。

【請求項7】 前記アンチパラレルダイオードペアリングの第1の接続点と第2の接続点との間に50オームを越える負荷抵抗を接続し、さらに当該負荷抵抗の両端の電圧を増幅する演算増幅器を設け、当該演算増幅器の出力を中間周波数の出力としたことを特徴とする請求項2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項8】 前記アクティブバランと前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に振幅変動を抑制するリミタを設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項9】 前記局部発振波の入力端子と前記アクティブバランとの間に振幅変動を抑制するリミタを設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項10】 前記アクティブバランと前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に局部発振波の2倍波を抑制するフィルタを設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項11】 前記局部発振波の入力端子と前記アクティブバランとの間に分周器を設けたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項12】 前記アンチパラレルダイオードペアリングの代わりに、前記第1の出力信号と前記第2の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力し、

10

20

30

40

50

4つのダイオードをリング状に接続したダイオードリングを備えたことを特徴とする請求項1乃至11のいずれかに記載の偶高調波ミキサ。

【請求項13】 前記アクティブバランの代わりに、局部発振波を入力端子より入力し、分周し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力する分周器を備えたことを特徴とする請求項1又は2記載の偶高調波ミキサ。

【請求項14】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を同位相あるいは逆位相で分配する分配器と、高周波信号を概略90度の位相差で分配ないしは合成する90度移相回路とを備えた直交ミキサ。

【請求項15】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を概略45度の位相差で分配する45度移相回路と、高周波信号を同位相あるいは逆位相で分配ないしは合成する分配・合成回路とを備えた直交ミキサ。

【請求項16】 請求項14又は15に記載の直交ミキサと、中間周波信号を概略90度の位相差で分配ないしは合成する90度移相回路とを備えたイメージリジェクションミキサ。

【請求項17】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を概略90度の位相差で分配する90度移相回路と、高周波信号と中間周波信号とを同位相・逆位相で分配・合成する180度ハイブリッド電力分配器とを備えた2重平衡形ミキサ。

【請求項18】 アンチパラレルダイオードペアリングあるいはダイオードリングをモノリシック集積化したことを特徴とする請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサ。

【請求項19】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを備えた受信装置。

【請求項20】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを備えた送信装置。

【請求項21】 請求項1乃至13のいずれかに記載の偶高調波ミキサを位相検波器として用いたことを特徴とする位相同期発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

$$f_{out} = |m \cdot f_{in} \pm n \cdot f_p| \quad m, n \text{ は整数でかつ } |m \pm n| \text{ は奇数} \quad (1)$$

【0006】となる。ここで f_{in} は入力信号周波数、 f_p は局部発振周波数である。また以降の記述では、特にRF周波数であることを示す場合には f_{rf} を、IF周波数であ

$$f_{out} = |f_{in} \pm 2f_p|$$

【0008】となる。従い、半分の f_p で動作させることができるため、引例文献をはじめ大半がマイクロ波、とりわけミリ波での送受信機に適用されている構成である。

【0009】以上述べたように、偶高調波ミキサは以下

*【発明の属する技術分野】この発明は、主として偶高調波ミキサに関するものであり、特に無線通信システムの送受信装置に用いられる偶高調波ミキサの小形化および偶高調波ミキサを用いた通信機器の通信の品質の向上に関するものである。

【0002】

【従来の技術】高周波における周波数混合の手段の1つに、アンチパラレルダイオードペア (APDP) を用いた偶高調波ミキサがある。偶高調波ミキサの原理的な提案は、IEEEより1975年に発行されたIEEE Trans. on Microwave theory and techniques, vol. MTT-23, No. 8, 667ページから673ページの「Harmonic mixing with antiparallel diode pair」に記載されている。まず、この偶高調波ミキサの構成と動作の説明を行う。

【0003】図38にこの偶高調波ミキサの一般的な構成を示す。図において、1はミキサダイオード、2はアンチパラレルダイオードペア (以下、APDPとする)、3は分波回路である。APDP2は逆極性のミキサダイオード1a、1bを並列接続した構成である。受信機の場合、このAPDP2に分波回路3を介し、アンテナを介して受信した無線信号RFと局部発振器からの出力L0とを加え、中間周波信号 (IF) を取り出す。

【0004】送信機の場合、このAPDP2に分波回路3を介しIFとL0とを加え、RFを取り出す。この偶高調波ミキサにL0を加えると、図39に示すように半周期ごとにミキサダイオード1a、1bを交互にONし電流が流れる。その結果、図40に示すようなL0電流が流れ、半周期ごとにコンダクタンスが高まる動作をする。そのため、L0の高調波は奇数次、コンダクタンスの高調波は偶数次しか存在しない。従って、送信用偶高調波ミキサで、RFに周波数が近接し、スプリアスとなるL0の2倍波を抑制できる (図41)。この抑制量は、2つのダイオード1a、1bのバランスのみで、L0の偶数次、コンダクタンスの奇数次の高調波を抑制できる。そのため、通常の平衡形のミキサと比較し、はるかに高い抑制が可能である。ちなみにマイクロ波では通常の基本波動作のミキサでは25dB程度の抑制であるが、偶高調波ミキサでは50dBから60dB抑制できる。この偶高調波ミキサの出力信号周波数 f_{out} を式で表すと、

*40 【0005】

$$f_{out} = |m \cdot f_{in} \pm n \cdot f_p| \quad m, n \text{ は整数でかつ } |m \pm n| \text{ は奇数} \quad (1)$$

※ることを示す場合には f_{if} を用いる。この偶高調波ミキサを通常の送受信機に使用する場合、

【0007】

(2)

の特長があり、無線通信機器などに用いられている。

(1)特に送信機に適用した場合に低スプリアスとなる、

(2)L0周波数 f_p が半分とできるため、ミリ波など高周波動作に適する。また低価格化の効果も期待できる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】偶高調波ミキサの構成は、かねてより色々報告されている。図42に示すように、RF用帯域通過フィルタ(BPF)21、LO用高域通過フィルタ(HPF)22、IF用低域通過フィルタ(LPF)23とから構成させる分波回路2を用いる構成が一般的である。しかしこのような構成は大形となり、無線通信装置などへの適用に適さない。

【0011】そこで発明者らは分波回路3の小形化の検討を行っている。図43は1991年6月にBostonで開催されたIEEE主催、International Microwave Symposiumの1991 MTT-S Digestの879ページから882ページに記載された偶高調波ミキサである。図において、32はRF端子、33はLO端子、34はIF端子、35は先端開放スタブ、36は先端短絡スタブ、37はRFチョーク、38はDCカットである。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とを用いて局部発振周波数 f_p と無線周波数 f_{rf} ($2f_p$)とを分波する構成である。

【0012】つぎに動作を説明する。先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とは f_p において概略4分の1波長、従って f_{rf} では概略2分の1波長となるよう設計される。このときの、APDP2からみた先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36とのインピーダンスは図44および図45となる。先端開放スタブ35はRF端子32とベースバンド端子34側なので、図44のように f_{if} 近傍と f_{rf} 近傍は高インピーダンスとなり、APDP2はそれぞれの端子に接続される。一方、 f_p 近傍は低インピーダンスとなりAPDP2は接地される。逆に、先端短絡スタブ36はLO端子33側なので、図45のように f_{if} 近傍と f_{rf} 近傍は低インピーダンスとなり、APDP2は接地される。一方、 f_p 近傍は高インピーダンスとなりAPDP2はLO端子33に接続される。

【0013】この構成は簡易であるが、スタブを用いているため適用周波数範囲は狭帯域である。また、これを比較的低周波で実現しようとした場合、先端開放スタブ35と先端短絡スタブ36は長くなり、大形化する問題がある。

【0014】図46は従来の偶高調波ミキサの他の例であり、1993年電子情報通信学会秋季全国大会C-47に報告されたものである。図において、80はスロット線路、81はコブレナ線路、82はコブレナ線路に励振される平衡モードを抑制するためのワイヤである。この偶高調波ミキサは、スロット線路80とコブレナ線路81とのつきあわせしたところに、リング状に接続されたAPDP2を接続したもので、励振位相によりスロット線路80とコブレナ線路81は互いにアイソレーションが得られる。そのため広帯域に分波ができる利点がある。

【0015】図47に偶高調波ミキサの各APDP2のRF、LOおよびIFの位相関係を示す。図中、a、b、cおよびdはAPDP2相互の接続点を意味し、図46と対応する。RFとIFは同じ位相関係にあり、LOとRF/IFは互いにブリッジ

の midpoint となるため、広帯域にアイソレーションが得られる。これはリング状に接続したAPDP2を用いた場合に限らず、図48と図49に示したリング状に接続したダイオードであっても同様であり、発明者は特開平4-21204(名称:ミキサ)で原理を示している。

【0016】しかしスロット線路80を集積化するのは地導体の接続を考えると困難である。またこれを比較的低周波で実現しようとした場合、スロット線路80が大形化する問題がある。また、APDP2からLO端子33への高調波などのスプリアス成分が逆流し、スプリアスとなる問題がある。さらにLO側の回路のインピーダンスにより、APDP2の駆動インピーダンスの変動が生じ、動作が不安定となる問題もある。

【0017】

【課題を解決するための手段】第1の発明に係る偶高調波ミキサは、局部発振波を入力端子より入力し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力するアクティブバランと、前記第1の出力信号と前記第2の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力するアンチパラレルダイオードペアリングとを有する偶高調波ミキサであって、前記アクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第1、第2の抵抗と、前記第1の抵抗がドレイン(ないしはコレクタ)に、前記第2の抵抗がソース(ないしはエミッタ)に、前記入力端子がゲート(ないしはベース)に各々高周波的に接続されたトランジスタとを有し、前記アンチパラレルダイオードペアリングは、逆極性のダイオードを並列接続した4つのアンチパラレルダイオードペアをリング状に接続し、それらの接続点において、第1の接続点を地導体と接続し、第1の接続点と対向する第2の接続点より前記入力信号波及び出力信号波を入出力し、第3の接続点を前記トランジスタのドレイン(ないしはコレクタ)に接続し、第4の接続点を前記トランジスタのソース(ないしはエミッタ)に接続したものである。

【0018】第2の発明に係る偶高調波ミキサは、局部発振波を第1の入力端子より入力し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力する第1のアクティブバランと、無線周波数信号を第2の入力端子より入力し、第3の出力信号と第4の出力信号とを出力する第2のアクティブバランと、前記第1の出力信号、前記第2の出力信号、前記第3の出力信号及び第4の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力するアンチパラレルダイオードペアリングとを有する偶高調波ミキサであって、前記第1のアクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第1、第2の抵抗と、前記第1の抵抗がドレイン(ないしはコレクタ)に、前記第2の抵抗がソース(ないしはエミッタ)に、前記入力端子がゲート(ないしはベース)に各々高周波的に接続された第1のトランジスタとを有し、前記第2のアクティブバランは、地導体と高周波的に接続された第3、第4の抵抗と、前記

第3の抵抗がドレイン（ないしはコレクタ）に、前記第4の抵抗がソース（ないしはエミッタ）に、前記入力端子がゲート（ないしはベース）に各々高周波的に接続された第2のトランジスタとを有し、前記アンチパラレルダイオードペアリングは、逆極性のダイオードを並列接続した4つのアンチパラレルダイオードペアをリング状に接続し、それらの接続点において、第1の接続点を前記第2のトランジスタのドレイン（ないしはコレクタ）に接続し、第1の接続点と対向する第2の接続点を前記第2のトランジスタのソース（ないしはエミッタ）に接続し、第3の接続点を前記第1のトランジスタのドレイン（ないしはコレクタ）に接続し、第4の接続点を前記第1のトランジスタのソース（ないしはエミッタ）に接続したものである。

【0019】第3の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記アクティブバランの第1の出力信号を出力する出力端子と前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に第1の緩衝増幅器を設け、前記アクティブバランの第2の出力信号を出力する出力端子と前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に第2の緩衝増幅器を設けたものである。

【0020】第4の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記アンチパラレルダイオードペアリングに対し入力信号波を入力する入力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間に緩衝増幅器を設けたものである。

【0021】第5の発明に係る偶高調波ミキサは、第1、第2又は第4の発明において、前記アンチパラレルダイオードペアリングより出力信号波を出力する出力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間に緩衝増幅器を設けたものである。

【0022】第6の発明に係る偶高調波ミキサは、第1の発明において、前記アンチパラレルダイオードペアリングより出力信号波を出力する出力端子と当該アンチパラレルダイオードペアリングとの間の接点と地導体との間に50オームを越える負荷抵抗を接続し、さらに当該負荷抵抗の両端の電圧を増幅する演算増幅器とを設けたものである。

【0023】第7の発明に係る偶高調波ミキサは、第2の発明において、前記アンチパラレルダイオードペアリングの第1の接続点と第2の接続点との間に50オームを越える負荷抵抗を接続し、さらに当該負荷抵抗の両端の電圧を増幅する演算増幅器を設け、当該演算増幅器の出力を中間周波数の出力としたものである。

【0024】第8の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記アクティブバランと前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に振幅変動を抑制するリミタを設けたものである。

【0025】第9の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記局部発振波の入力端子と

前記アクティブバランとの間に振幅変動を抑制するリミタを設けたものである。

【0026】第10の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記アクティブバランと前記アンチパラレルダイオードペアリングとの間に局部発振波の2倍波を抑制するフィルタを設けたものである。

【0027】第11の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記局部発振波の入力端子と前記アクティブバランとの間に分周器を設けたものである。

【0028】第12の発明に係る偶高調波ミキサは、第1～第11の発明において、前記アンチパラレルダイオードペアリングの代わりに、前記第1の出力信号と前記第2の出力信号とを入力し入力信号波及び出力信号波を入出力し、4つのダイオードをリング状に接続したダイオードリングを備えたものである。

【0029】第13の発明に係る偶高調波ミキサは、第1又は第2の発明において、前記アクティブバランの代わりに、局部発振波を入力端子より入力し、分周し、第1の出力信号と第2の出力信号とを出力する分周器を備えたものである。

【0030】第14の発明に係る直交ミキサは、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を同位相あるいは逆位相で分配する分配器と、高周波信号を概略90度の位相差で分配ないしは合成する90度移相回路とを備えたものである。

【0031】第15の発明に係る直交ミキサは、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を概略45度の位相差で分配する45度移相回路と、高周波信号を同位相あるいは逆位相で分配ないしは合成する分配・合成回路とを備えたものである。

【0032】第16の発明に係るイメージリジクションミキサは、第14又は第15の発明に係る直交ミキサと、中間周波信号を概略90度の位相差で分配ないしは合成する90度移相回路とを備えたものである。

【0033】第17の発明に係る2重平衡形ミキサは、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを2つ具備し、さらに局部発振波を概略90度の位相差で分配する90度移相回路と、高周波信号と中間周波信号とを同位相・逆位相で分配・合成する180度ハイブリッド電力分配器とを備えたものである。

【0034】第18の発明に係る偶高調波ミキサは、第1～第13の発明において、アンチパラレルダイオードペアリングあるいはダイオードリングをモノリシック集積化したものである。

【0035】第19の発明に係る受信装置は、第1～第13の発明における偶高調波ミキサを備えたものである。

【0036】第20の発明に係る送信装置は、第1～第13の発明における偶高調波ミキサを備えたものである。

る。

【0037】第21の発明に係る位相同期発振器は、第1～第13の発明における偶高調波ミキサを位相検波器として用いたものである。

【0038】本発明は次のように作用する。第1の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、トランジスタ等により構成したアクティブバランを用い、アンチパラレルダイオードペアリングに局部発振波を供給する。その結果、従来のスロット線路を用いた構成と比較し、小形で半導体集積化が容易となる。またアクティブバランのアイソレーションにより局部発振端子への不要波の漏洩が抑制される。さらに、ダイオードインピーダンスの変動による局部発振端子のインピーダンス変動も抑制できる。

【0039】第2の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、トランジスタ等により構成したアクティブバランを用い、アンチパラレルダイオードペアリングに局部発振波と入力信号波を供給する。その結果、従来のスロット線路を用いた構成と比較し、小形で半導体集積化が容易となる。またアクティブバランのアイソレーションにより局部発振端子への不要波の漏洩が抑制される。さらに、ダイオードインピーダンスの変動による局部発振端子のインピーダンス変動も抑制できる。IFが差動出力となる作用もある。

【0040】第3の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、分波回路として用いるアクティブバランとアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）との間に緩衝増幅器を設ける。アクティブバランの2つの出力インピーダンスのばらつきによるアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）の駆動位相の不
20 平衡を抑制できる。また局部発振電力の変動によりダイオードやアンチパラレルダイオードペアのインピーダンスが変動しても、局部発振端子のインピーダンスが安定する作用がある。

【0041】第4の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、入力信号端子とアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）との間に緩衝増幅器を設ける。局部発振電力の変動によりダイオードやアンチパラレルダイオードペアのインピーダンスが変動しても、入力信号端子のインピーダンスが安定する作用がある。また局
40 部発振端子と入力信号端子との間のアイソレーションが高まる作用もある。

【0042】第5の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、出力信号端子とアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）との間に緩衝増幅器を設ける。局部発振電力の変動によりダイオードやアンチパラレルダイオードペアのインピーダンスが変動しても、出力信号端子のインピーダンスが安定する作用がある。

【0043】第6の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、アンチパラレルダイオードペアリング（ダイオード

リング）から出力される出力信号波を高インピーダンスの負荷抵抗で受けることにより、端子電圧を高める作用がある。

【0044】第7の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、アンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）から出力される出力信号波を高インピーダンスの負荷抵抗で受けることにより、端子電圧を高める作用がある。

【0045】第8の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、分波回路として用いるアクティブバランとアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）との間にリミタを設ける。このリミタにより局部発振電力の変動が抑制される。その結果、局部発振電力の変動による変換損失の変動や、ダイオードやアンチパラレルダイオードペアのインピーダンスの変動を抑制する作用がある。

【0046】第9の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、アクティブバランの入力側にリミタを設ける。このリミタにより局部発振電力の変動が抑制される。その結果、局部発振電力の変動による変換損失の変動や、ダイオードやアンチパラレルダイオードペアのインピーダンスの変動を抑制する作用がある。

【0047】第10の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、分波回路として用いるアクティブバランとアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）との間にフィルタを設ける。このフィルタによりアクティブバランで発生する局部発振波の2倍波を抑制する作用がある。

【0048】第11の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、局部発振波を2分周する分周器を設ける。通常の基本波動作のミキサと同じ局部発振周波数で動作させることができる作用がある。

【0049】第12の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、アクティブバランより局部発振波がダイオードリングに対し供給される。

【0050】第13の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、局部発振波を2分周する分周器を設け、その差動出力をアンチパラレルダイオードペアリング（ダイオードリング）に供給する。通常の基本波動作のミキサと同じ局部発振周波数で動作させることができる作用がある。またアクティブバランと同様に広帯域に逆位相で分配でき同様の作用がある。

【0051】第14の発明に係る直交ミキサにおいては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを用いているため、小形で半導体基板にモノリシック集積化が可能となる。また広帯域化が可能となる。

【0052】第15の発明に係る直交ミキサにおいては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを用いているため、小形で半導体基板にモノリシック集積化が可能となる。また広帯域化が可能となる。

【0053】第16の発明に係るイメージリジェクションミキサにおいては、第16又は第17の発明に係る直交ミキサを用いているため、小形で半導体基板にモノリシック集積化が可能となる。また広帯域化が可能となる。

【0054】第17の発明に係る2重平衡形ミキサにおいては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを用いているため、小形で半導体基板にモノリシック集積化が可能となる。また広帯域化が可能となる。

【0055】第18の発明に係る偶高調波ミキサにおいては、アンチパラレルダイオードペアリング（あるいはダイオードリング）をモノリシック集積化することにより、均質なダイオードが得られる効果がある。

【0056】第19の発明に係る受信装置においては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを用いることにより、装置の小形化が可能となる作用がある。

【0057】第20の発明に係る送信装置においては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを用いることにより、装置の小形化が可能となる作用がある。

【0058】第21の発明に係る位相同期発振器においては、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサを位相検波器として用いることにより、装置の小形化が可能となる作用がある。

【0059】

【発明の実施の形態】

実施の形態1. 以下、この実施の形態1に係る偶高調波ミキサを図について説明する。図1において、101はAPDP2を4つ用いたAPDPリング、102は局部発振器からの出力が入力され、FETやトランジスタを用い構成したアクティブバラン、103は無線周波数信号RFと中間周波数信号IFを分波する分波回路である。アンチパラレルダイオードペアリング101は、a、b、c、dの4つの接続点を有し、a及びbがアクティブバラン102の出力端子に接続され、dが接地され、cが分岐回路103に接続されている。図38や図46に示した従来例と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0060】つぎに図2にアクティブバランの1構成例を示す。図2において、104は入力端子33よりLOがコンデンサ108、RFチョーク用インダクタ109を介して入力される電界効果トランジスタ（以下、FET）、105はFET104のドレイン及びソースに接続された抵抗、106、107および108はDCカット用コンデンサ、109はRFチョーク用インダクタ、115はアクティブバランの出力端子である。また図3にその高周波的な等価回路を示す。図中、110はゲート・ソース間容量Cgs、111はドレイン抵抗Rds、112は電流源、113は負荷抵抗、114は電源の内部抵抗である。

【0061】次に動作を説明する。図46のスロット線路80の代わりにアクティブバラン102を用いている

点が従来と特に異なる。LO端子33に局部発振波を加えると、FET104のゲートと地導体間に電圧 V_p が加わる。すると V_p は分圧され、FET104のゲート・ソース間容量Cgs110に電圧 V_p ■が加わる。その結果、ドレイン・ソース間の電流源112に gmV_p ■が励振される。その結果、図3(b)に示すようにドレイン・ソース端子間の内部抵抗Rds111の電圧源 $gm \cdot V_p \cdot R_{ds}$ と等価となる。従って、負荷抵抗RL113に局部発振電流（LO電流）が流れ、図3(b)に示すようにアクティブバランの出力端子115a、115bに逆位相の局部発振電圧（LO電圧）が生じる。この逆位相のLO電圧は、図46に示した従来例でのスロット線路80とAPDP2との2つの接点での電界と同様である。従い、図1に示した偶高調波ミキサとしては、従来と同様に動作する。図1のAPDP2の接点に記入したa、b、cおよびdと図46のa、b、cおよびdとは対応している。

【0062】分波回路103のRF端子32にRFの入力信号波を加えると、局部発振波の2倍波と周波数混合され、IFの出力信号波が分波回路103のIF端子34に出力される（ダウンコンバータとしての動作）。あるいは、分波回路103のIF端子34にIFの入力信号波を加えると、局部発振波の2倍波と周波数混合され、RFの出力信号波が分波回路103のRF端子32に出力される（アップコンバータとしての動作）。

【0063】このようにアクティブバラン102により、従来と同様の機能を有するとともに、以下の効果を奏する。

(1)スロット線路を用いないため小形化が容易。従って半導体基板上に偶高調波ミキサのモノリシック集積化が可能となる効果がある。

(2)アクティブバラン102により、APDPリング101からLO端子33への高調波などのスプリアス成分の逆流が抑制され、低スプリアスとなる効果がある。

(3)アクティブバラン102により、LO側の回路のインピーダンスによるAPDPリング101の駆動インピーダンスの変動が生じない。従い、動作が安定化される効果がある。また、アクティブバラン102の出力インピーダンスを50オームより高インピーダンスとなるよう設定すると、APDP2がONとなるときに流れる局部発振電流を低電流化することができ、局部発振電力を低レベルとできる効果がある。

【0064】以上の説明では、アクティブバラン102用の抵抗105として同じ値で説明したが、バイアス条件などを勘案し異なる値としてもよく同様の効果を奏する。以上の説明では、アクティブバラン102用の半導体素子としてFET104で説明したが、トランジスタであってもよく同様の効果を奏する。

【0065】以上の説明では、アクティブバラン102のゲートをLO端子33に接続したが、図4に示すように整合回路116を設けてもよく、より低いLO電力で動作

する効果を奏する。またアクティブバラン102のドレインとソースに整合回路を設けてもよく、より低いLO電力で動作する効果を奏する。

【0066】実施の形態2. 実施の形態2は、実施の形態1のAPDPリング101を、4つのダイオード1からなるダイオードリング120におきかえて構成したものである。実施の形態2を図5に示す。図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。図48の従来例でも述べたように、この場合であっても、図49と同じ位相関係となり偶高調波ミキサとして動作する。従って、実施の形態1と同様の効果を奏する。

【0067】実施の形態3. 実施の形態3はRFの入力信号波をRF用アクティブバラン121で逆位相で分配し、APDPリング101に印加する構成である。図6に実施の形態3の1構成例を示す。図において121はRF用アクティブバランであり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。ここでRF用アクティブバラン121の構成と動作原理は、実施の形態1で示したアクティブバラン102の動作原理と全く同じである。従って、RFの入力信号波をFET104のゲートから入力し、逆位相の出力波をドレインとソースとからそれぞれ取り出す構造である。

【0068】次に動作を説明する。LO端子33に加えた局部発振波は、実施の形態1と同じようにAPDPリング101で逆位相で分配され、接続点a、bの間に加わる。また、RFの入力信号波はRF用アクティブバラン121により逆位相で分配され、接続点c、dの間に加わる。従い、図6に示した偶高調波ミキサとしては、図47に示した従来例と同じとなり、偶高調波ミキサとして動作する。図6のAPDP2の接点に記入したa、b、cおよびdと図46のa、b、cおよびdとは対応している。従って、RF用アクティブバラン121にRFの入力信号波を加えると、局部発振波の2倍波と周波数混合され、IFの出力信号波が分波回路103a、103bのIF端子34a、34bに逆位相（いわゆる差動出力）で出力される。

【0069】このようにアクティブバラン102およびRF用アクティブバラン121により、従来と同様の機能を有するとともに、以下の効果を奏する。

(1)実施の形態1と同様、スロット線路を用いないため小形化が容易となる。従って半導体基板上に偶高調波ミキサのモノリシック集積化が可能となる効果がある。

(2)実施の形態1と同様、アクティブバラン102およびRF用アクティブバラン121により、APDPリング101からLO端子33やRF端子32への高調波などのスプリアス成分の逆流が抑制され、低スプリアスとなる効果がある。

(3)実施の形態1と同様、アクティブバラン102およびRF用アクティブバラン121により、LOやRF側の回路

のインピーダンスによるAPDPリング101の駆動インピーダンスの変動が生じない。従い、動作が安定化される効果がある。

(4)IFが差動出力となり、現在、一般に市販されているICとの接続性が良好となる。

(5)IFが差動出力となり、EMIなどにより生じる同位相のモードの雑音が除去できる効果がある。また、アクティブバラン102の出力インピーダンスを50オームより高インピーダンスとなるよう設定すると、APDP2がONとなるとときに流れる局部発振電流を低電流化することができ、局部発振電力を低レベルとできる効果がある。

【0070】以上の説明では、アクティブバラン102用の抵抗105として同じ値で説明したが、バイアス条件などを勘案し異なる値としてもよく同様の効果を奏する。以上の説明では、アクティブバラン102、121用の半導体素子としてFET104で説明したが、トランジスタであってもよく同様の効果を奏する。

【0071】以上の説明では、アクティブバラン102、121のゲートをLO端子33やRF端子32に接続したが、図4に示すように整合回路116を設けてもよく、より低いLO電力あるいはRF電力で動作する効果を奏する。またアクティブバラン102のドレインとソースに整合回路を設けてもよく、より低いLO電力あるいはRF電力で動作する効果を奏する。

【0072】実施の形態4. 実施の形態4は、実施の形態3のAPDPリング101を、4つのダイオード1からなるダイオードリング120におきかえて構成したものである。実施の形態4を図7に示す。図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1、図6に示した実施の形態3と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。図48の従来例でも述べたように、この場合であっても、図49と同じ位相関係となり偶高調波ミキサとして動作する。従って、実施の形態3と同様の効果を奏する。

【0073】実施の形態5. アクティブバラン102では、図3の等価回路からも明らかのように、ドレインとソースは非対称である。そのため端子115aと115bとに逆位相で分配される一方、そのインピーダンスが同一とならない。つまり、APDPリング101やダイオードリング120の接続点aからみたアクティブバラン102のインピーダンスと、接続点bからみたアクティブバラン102のインピーダンスは異なる。そのため、局部発振波で励振時のON電流にばらつきを生じる。その結果、不平衡成分が生じ、LO側とRF/IF側とのアイソレーションが劣化する問題がある。実施の形態5ではこのようなアクティブバラン102、121の問題点を解消するために考案したものである。

【0074】実施の形態5に係る偶高調波ミキサを図8に示す。図において、122はアクティブバラン102とAPDPリング101との間に設けた緩衝増幅器であり、

図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。また図9には緩衝増幅器122の一例としてソース接地FET123を示している。また図8の接点A、Bと図9の接点A、Bとは対応している。尚、緩衝増幅器は、インピーダンスの不均衡を低減するものであり、増幅作用を有するもののみならず、減衰作用を有するものも含む。

【0075】次に動作を説明する。アクティブバラン102とAPDPリング101との間に、緩衝増幅器122の一例としてソース接地FET123を設ける。ソース接地FET123はゲート・ドレイン間が高アイソレーションであり、APDPリング101からはソース接地FET123の出力インピーダンスしか見えない。従って、APDPリング101からはアクティブバラン102の出力インピーダンスのばらつきは見えない。またソース接地FET123の入力インピーダンスは高く（ほぼ開放）、アクティブバラン102の出力インピーダンスのばらつきによる、緩衝増幅器122a、122bの入力電圧のばらつきはわずかである。

【0076】以上のようにアクティブバラン102とAPDPリング101との間に緩衝増幅器122を設けることにより、アクティブバラン102の出力インピーダンスのばらつきによる不平衡成分を抑制できる。その結果、LO側とRF/IF側とのアイソレーションを高めることができる効果がある。また、局部発振電力を高めることができ、外部から入力する局部発振電力を低レベルとできる効果がある。また局部発振電力などの変動によるAPDPリング101の変動があっても、緩衝増幅器122によりLO端子33のインピーダンス変動が抑制できる効果がある。

【0077】以上の説明では、緩衝増幅器122としてソース接地FET123で説明したが、エミッタ接地トランジスタであってもよく同様の効果を奏する。また、その他の増幅回路であってもよく同様の効果を奏する。

【0078】以上の説明では、実施の形態1に緩衝増幅器122を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4に緩衝増幅器122を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0079】実施の形態6．APDPリング101やダイオードリング120などを用いたダイオードミキサの欠点に、端子間インピーダンスの局部発振電力依存性がある。これは局部発振電力によりダイオードミキサがON/OFFされるデューティ比が変動するためである。このような、インピーダンス変動が生じると、前後に接続される増幅器やフィルタとの間で多重反射を生じる。その結果、図10に示すような利得の周波数リップルを生じ、伝送特性が劣化する問題がある。実施の形態6ではこのようなAPDPリング101やダイオードリング120などの問題点を解消するために考案したものである。実施の

形態6を図11に示す。図において、124はRF端子32とAPDPリング121との間に設けた入力信号用緩衝増幅器であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。また図11(b)には緩衝増幅器124の一例としてゲート接地FET125を示している。ここで図11の接点A、Bと図12の接点A、Bとは対応している。

【0080】次に動作を説明する。RF端子32とAPDPリング121との間に、入力信号用緩衝増幅器124の一例としてゲート接地FET125を設ける。ゲート接地FET125は入力インピーダンスが低く、50オームや75オームに近い。そのため、外部の回路との電気的な接続性が良好である。また入出力端子間にはアイソレーション特性があるため、RF端子からはAPDPリング121のインピーダンスが見えない。従って、局部発振電力の変動によりAPDPリング121の端子間インピーダンスが変動しても、前後に接続される増幅器やフィルタとの間で多重反射を生じない。

【0081】その結果、入力信号用緩衝増幅器124により利得の周波数リップルを抑制でき、伝送特性が向上する効果がある。また、入力信号用緩衝増幅器124のアイソレーション特性により、局部発振波やIF出力信号波などのRF端子32への漏洩を抑制でき、低スプリアスとなる効果がある。

【0082】以上の説明では、入力信号用緩衝増幅器124としてゲート接地FET125で説明したが、ベース接地トランジスタであってもよく同様の効果を奏する。また、その他の増幅回路であってもよく同様の効果を奏する。

【0083】以上の説明では、実施の形態1に入力信号用緩衝増幅器124を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4に緩衝増幅器124を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0084】以上の説明では、RFを入力しIFを出力するダウンコンバータについて説明した。その他に図12に示すような、IFを入力しRFを出力するアップコンバータであってもよく同様の効果を奏する。

【0085】実施の形態7．実施の形態7は実施の形態6と同様、局部発振電力などの変動によるAPDPリング101やダイオードリング120のインピーダンス変動などの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態7を図13に示す。図において、126はRF端子32とAPDPリング121との間に設けた出力信号用緩衝増幅器であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。また図14には緩衝増幅器126の一例としてFET104と抵抗127とからなるソースフロア128を示している。ここで図13の接点A、Bと図14の接点A、Bとは対応している。

【0086】次に動作を説明する。RF端子32とAPDPリング121との間に、出力信号用緩衝増幅器126の一例としてソースフロア128を設ける。ソースフロア128は出力インピーダンスが低く、50オームや75オームに近い。そのため、外部の回路との電気的な接続性が良好である。また入出力端子間にはアイソレーション特性があるため、RF端子からはAPDPリング121のインピーダンスが見えない。従って、局部発振電力の変動によりAPDPリング121の端子間インピーダンスが変動しても、前後に接続される増幅器やフィルタとの間で多重反射を生じない。

【0087】以上の説明では、出力信号用緩衝増幅器126としてソースフロア128で説明したが、エミッタフロアであってもよく同様の効果を奏する。また、その他の増幅回路であってもよく同様の効果を奏する。

【0088】以上の説明では、実施の形態1に出力信号用緩衝増幅器126を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4に緩衝増幅器126を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0089】以上の説明では、IFを入力しRFを出力するアップコンバータについて説明した。その他に図15に示すような、RFを入力しIFを出力するダウンコンバータであってもよく同様の効果を奏する。

【0090】実施の形態8。実施の形態8は実施の形態6と同様、局部発振電力などの変動によるAPDPリング101やダイオードリング120のインピーダンス変動などの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態8を図16に示す。図において、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0091】次に動作を説明する。RF端子32とAPDPリング121との間に入力信号用緩衝増幅器124を、IF端子34とAPDPリング121との間に出力信号用緩衝増幅器126を設ける。ここで、入力信号用緩衝増幅器124の一例としてはゲート接地FET125などが、出力信号用緩衝増幅器126の一例としてはソースフロア128などが挙げられる。これらの回路は入出力インピーダンスが50オームや75オームに近い。そのため、外部の回路との電気的な接続性が良好である。また入出力端子間にはアイソレーション特性があるため、IF端子34やRF端子32からはAPDPリング121のインピーダンスが見えない。従って、局部発振電力の変動によりAPDPリング121の端子間インピーダンスが変動しても、前後に接続される増幅器やフィルタとの間で多重反射を生じない。

【0092】以上の説明では、緩衝増幅器124、126としてFET回路で説明したが、トランジスタ回路であってもよく同様の効果を奏する。また、その他の増幅回路であってもよく同様の効果を奏する。

【0093】以上の説明では、実施の形態1に緩衝増幅

器124、126を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4に緩衝増幅器124、126を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0094】以上の説明では、RFを入力しIFを出力するダウンコンバータについて説明した。その他に図17に示すような、IFを入力しRFを出力するアップコンバータであってもよく同様の効果を奏する。

【0095】本実施の形態によれば、緩衝増幅器124、126を設けることにより、インピーダンス的にはRF端子32とIF端子34とを分離できる。従って、図16や図17に示すように、図1のような分波回路103を設けなくてもよく、より小形化できる効果がある。

【0096】実施の形態9。APDPリング101やダイオードリング120などを用いたダイオードミキサのその他の欠点に、変換効率が低く高損失となる点がある。実施の形態9ではこのようなAPDPリング101やダイオードリング120などの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態9を図18に示す。図において、129は出力負荷抵抗、130は演算増幅器であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0097】一般にミキサ、特にダイオードミキサでは、50オームの出力負荷を規定している。しかし、例えばIF回路として演算増幅器を利用を想定する。演算増幅器は電力伝送でなく電圧伝送系を想定しているため、50オームの終端抵抗は意味をなさない。また、偶高調波ミキサは通常のミキサと比較して、2次の混合を用いる理由で変換損が1から3dB程度高い。そこで、本実施の形態による偶高調波ミキサでは出力負荷抵抗129を50オームより高いインピーダンスとし、出力電圧の向上をねらっている。

【0098】次に動作を説明する。APDPリング121とIF端子32と間の接点と地導体との間に出力負荷抵抗 R_{out} 129を接続する。そして、この出力負荷抵抗 R_{out} 129両端の電圧 V_{out} を、入力インピーダンスがほぼ開放とみなせる演算増幅器130で増幅する。この出力負荷抵抗129両端の電圧 V_{out} は、図19に示すように、出力負荷抵抗 R_{out} 129を高めるほど高電圧となり、開放に近づくにつれ一定の値に収束する。また一般に演算増幅器130は、端子間の電圧を増幅する機能を有する。したがって、出力負荷抵抗 R_{out} 129を高める程、ミキサの利得が高まることが分かる。ここで、これはエネルギー的な利得の高まりを意味するのではなく、電圧利得が高まることのみを意味している点に注意を要する。

【0099】その結果、偶高調波ミキサの利得が高まり、例えば受信機の感度が改善されるなどの効果がある。

【0100】以上の説明では、実施の形態1に、出力負

荷抵抗129と演算増幅器130を設けた場合について示したが、実施の形態2に出力負荷抵抗129と演算増幅器130を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0101】実施の形態10. 実施の形態10も実施の形態9と同様、ダイオードミキサの欠点である高変換損失を改善する考案である。実施の形態10を図20に示す。図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0102】次に動作を説明する。実施の形態3と同様にアクティブバラン121によりRFの入力信号波も逆位相で分配し、APDPリング121に供給する構成である。従って、IFの出力信号は差動出力となるため、RFチョーク38aと38bの間に出力負荷抵抗Rout 129を接続している。そして、この出力負荷抵抗Rout 129両端の電圧Voutを、入力インピーダンスがほぼ開放とみなせる演算増幅器130で増幅する。ここで、この演算増幅器130は差動増幅器として動作させている。その他の動作は実施の形態9と同じであり、出力負荷抵抗Rout 129を高める程、ミキサの利得が高まる効果がある。

【0103】その結果、偶高調波ミキサの利得が高まり、例えば受信機の感度が改善されるなどの効果がある。

【0104】以上の説明では、実施の形態3に出力負荷抵抗129と演算増幅器130を設けた場合について示したが、実施の形態4に出力負荷抵抗129と演算増幅器130を設けた場合であってもよく、同様の効果を奏する。

【0105】実施の形態11. 図21に偶高調波ミキサの局部発振電力に対する変換損を示す。通常の基本波ミキサは飽和特性を呈し局部発振電力に対し安定した変換損が得られるが、偶高調波ミキサは局部発振電力に対し単峰特性を呈し、安定しない。これはAPDP2では局部発振電力を高めると、ミキサダイオード1a、1bの双方がONされる時間が長くなり、ついにはミキサダイオード1a、1bの双方がONされるため、非線形性を失うため生じる現象である。そのため、温度などで局部発振電力が変動すると、損失が変動する問題がある。実施の形態11ではこのようなAPDPリング101やダイオードリング120を用いた偶高調波ミキサの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態11を図22に示す。図において、131はリミタであり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0106】本実施の形態による偶高調波ミキサでは、アクティブバラン102とAPDPリング101との間に図23のような特性を有するリミタ131を設け、局部発振電力の変動を抑制している。その結果、図24に示す

ように局部発振電力の変動に対しリミタ131の効果で安定になる。

【0107】従って、そのため温度などの要因で局部発振電力が変動しても、変換損失が変動せず安定化する効果がある。

【0108】また、リミタ131からは高調波が多数であるため、スプリアス成分となる。そこでリミタ131の出力に高調波抑制用フィルタを設けてもよい。スプリアス成分を抑制する効果がある。

10 【0109】以上の説明では、実施の形態1にリミタ131を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4にリミタ131を設けてもよく、同様の効果を奏する。

20 【0110】実施の形態12. 実施の形態12では、実施の形態11と同様、APDPリング101やダイオードリング120を用いた偶高調波ミキサの変換損の局部発振電力依存性を解消するために考案したものである。実施の形態12を図25に示す。図において、131はリミタであり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0111】本実施の形態による偶高調波ミキサでは、LO端子33とアクティブバラン102との間に図23のような特性を有するリミタ131を設け、局部発振電力の変動を抑制している。その結果、実施の形態11と同様局部発振電力の変動に対しリミタ131の効果で安定になる。

30 【0112】従って、そのため、温度などの要因で局部発振電力が変動しても、変換損失が変動せず安定化する効果がある。

【0113】また、リミタ131からは高調波が多数であるため、スプリアス成分となる。そこでリミタ131の出力に高調波抑制用フィルタを設けてもよい。スプリアス成分を抑制する効果がある。

【0114】以上の説明では、実施の形態1にリミタ131を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4にリミタ131を設けてもよく、同様の効果を奏する。

40 【0115】実施の形態13. 以上述べた実施の形態では、FET104など半導体素子を用いたアクティブバラン102により逆位相に分配している。そのため、アクティブバラン102の出力には周波数fpの局部発振波の他に、2fpなど高調波成分が含まれる。そのため、偶高調波ミキサをアップコンバータとして用いると、図26に示すように2fpがRF (frf) 近傍に生じ、スプリアスとなる。実施の形態13ではこのようなアクティブバラン102を用いた偶高調波ミキサの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態13を図27に示す。図において、132はフィルタであり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一

ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0116】つぎに動作を説明する。本実施の形態による偶高調波ミキサでは、アクティブバラン102とAPDPリング101との間に図27のようにフィルタ132を設け、アクティブバラン102の高調波を抑制している。その結果、偶高調波ミキサから出力されるスプリアスレベルが低レベルとなる効果がある。

【0117】以上の説明では、実施の形態1にフィルタ132を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4にフィルタ132を設けてもよく、同様の効果を奏する。

【0118】以上の説明では、アップコンバータの場合について示したが、ダウンコンバータであってもよく、RF端子103から輻射されるスプリアスを抑制する効果を奏する。

【0119】実施の形態14. 偶高調波ミキサでは、局部発振波がAPDP2で2通倍される。従って、局部発振周波数として基本波動作のミキサの半分となる。また局部発振器としてシンセサイザを用いる場合、チャンネル間隔も通倍により2倍となる。そのため、あらかじめ半分のチャンネル間隔のシンセサイザが必要となる。通常シンセサイザとしてPLL構成のものが用いられ、チャンネル間隔がPLLの基準周波数となる。そのため、偶高調波ミキサを用いるとPLLの基準周波数が半分となる。しかしながら、PLLの収束時間や雑音特性は基準周波数が高いほど良好であり、そのため偶高調波ミキサを用いるとPLLの特性が劣化する問題がある。

【0120】実施の形態14ではこのような偶高調波ミキサの問題点を解消するために考案したものである。実施の形態14を図28に示す。図において、133は分周器であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0121】つぎに動作を説明する。本実施の形態による偶高調波ミキサでは、L0端子33とアクティブバラン102との間に分周器133を設け、外部から入力した局部発振波を2分周し、ミキサ内部での2通倍の効果を相殺している。従って、外部からみて、あたかも基本波動作のミキサと同じように動作する。このように本構成によると、基本波動作のミキサと同様の局部発振器やシンセサイザを用いることができ、PLLの特性劣化を抑制できる効果がある。

【0122】以上の説明では、実施の形態1に分周器133を設けた場合について示したが、実施の形態2、3、および4に分周器133を設けてもよく、同様の効果を奏する。

【0123】また分周器133からは高調波が多数であるため、これはスプリアス成分となる。そこで分周器133の出力に高調波抑制用フィルタを設けてもよい。スプリアス成分を抑制する効果がある。

【0124】実施の形態15. 実施の形態15は実施の形態14と同様、2通倍の効果により偶高調波ミキサを用いるとPLLの特性が劣化する問題の改善策である。さらに、ここではECL（エミッタ結合ロジック）回路で構成された分周器133では、差動出力が可能なことに着目し、アクティブバランの代替としている。実施の形態15を図29に示す。図において、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0125】つぎに動作を説明する。本実施の形態による偶高調波ミキサでは、実施の形態14と同様、分周器133によりミキサ内部での2通倍の効果を相殺している。従って、実施の形態14と同様の効果を奏する。さらに、分周器133の差動出力を局部発振波としてAPDP101に供給するため、アクティブバラン102を設ける必要はなく、小形化できる効果がある。

【0126】以上の説明では、実施の形態1のアクティブバラン102を分周器133で代替する場合について示したが、実施の形態2、3、および4のアクティブバラン102を分周器133で代替してもよく、同様の効果を奏する。

【0127】また分周器133からは高調波が多数であるため、これはスプリアス成分となる。そこで分周器133の出力に高調波抑制用フィルタを設けてもよい。スプリアス成分を抑制する効果がある。

【0128】実施の形態16. 実施の形態16は実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用い、直交ミキサを構成したものである。実施の形態16を図30に示す。図において、134は90度分配回路であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0129】つぎに動作を説明する。2つの偶高調波ミキサのRF端子32a、32bを90度分配回路134に接続し、L0端子33を直接接続したものである。例えば、2つのIF端子34a、34bにQPSKなどの直交変調用の符号を入力すると直交変調器として動作する。ここでは実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、直交ミキサとして小形に構成できる効果がある。

【0130】以上の説明では、実施の形態1の偶高調波ミキサを用いる場合について示したが、実施の形態2、3、および4の偶高調波ミキサを用いてもよく、同様の効果を奏する。

【0131】以上の説明では、L0端子33を直接接続したものであるが、図31のようにアクティブバランやウィルキンソン分配器など同位相あるいは逆位相の分配回路135を用いてもよく同様の効果を奏する。

【0132】実施の形態17. 実施の形態17は実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用

い、直交ミキサを構成したものである。実施の形態16との違いはL0側で45度の位相差の分配を行い、RF端子で同位相あるいは逆位相の分配回路135を用いている点である。45度の位相差の局部発振波は偶高調波ミキサでの2通倍により90度の位相差となる。実施の形態17を図32に示す。図において、136は45度分配回路であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0133】つぎに動作を説明する。2つの偶高調波ミキサのL0端子を45度分配回路136に接続し、RF端子を同位相あるいは逆位相の分配回路135で接続したものである。例えば、2つのIF端子34a、34bにQPSKなどの直交変調用の符号を入力すると直交変調器として動作する。ここでは実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、直交ミキサとして小形に構成できる効果がある。

【0134】以上の説明では、実施の形態1の偶高調波ミキサを用いる場合について示したが、実施の形態2、3、および4の偶高調波ミキサを用いてもよく、同様の効果を奏する。

【0135】実施の形態18。実施の形態18は実施の形態16から17の直交ミキサにIFの90度移相回路を接続したイメージリジエクションミキサに関するものである。実施の形態18を図33に示す。図において、137はIFの90度移相回路であり、図38や図46に示した従来例、図1、図30に示した本発明による実施の形態と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0136】つぎに動作を説明する。直交ミキサの2つのIF端子34a、34bとIFの90度移相回路137を接続したものである。実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、イメージリジエクションミキサとして小形に構成できる効果がある。また小形に構成できるため、接続部での位相の回転を抑制でき、イメージ抑圧比を高める効果もある。

【0137】以上の説明では、実施の形態16の直交ミキサを用いる場合について示したが、実施の形態17の直交ミキサを用いてもよく、同様の効果を奏する。

【0138】実施の形態19。実施の形態19は実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用い、2重平衡形ミキサを構成したものである。実施の形態19を図34に示す。図において、138は180度ハイブリッド電力分配器であり、図38や図46に示した従来例、図1に示した実施の形態1と同一ないしは相当部分には同一符号を付している。

【0139】つぎに動作を説明する。2つの偶高調波ミキサのAPDPリング138のRF/IF側の接点を180度ハイブリッド電力分配器138に接続したものである。RFの入力信号波を180度ハイブリッド電力分配器13

8に入力し、2つのAPDPリング101に180度の位相差で供給される。局部発振波は90度分配回路134により、2つのAPDPリング101に90度の位相差で供給される。局部発振波はAPDPリング101で2通倍されるので、180度の位相差で周波数混合に供される。従って、IFの出力信号波は同じ位相で2つのAPDPリング101から出力される。従って、180度ハイブリッド電力分配器138の同相成分が合成される端子側にIFの出力信号波が出力される。

【0140】このように、本実施の形態によると2重平衡形ミキサとして動作する。その結果、RFとIFの分波回路が不要となり、小形化・広帯域化が可能となる利点がある。また、ここでは実施の形態1から15の偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、2重平衡ミキサとして小形に構成できる効果がある。

【0141】以上の説明では、実施の形態1の偶高調波ミキサを用いる場合について示したが、実施の形態2、3、および4の偶高調波ミキサを用いてもよく、同様の効果を奏する。

【0142】実施の形態20。以上述べた実施の形態1から19までの偶高調波ミキサ、直交ミキサ、イメージリジエクションミキサおよび2重平衡形ミキサは半導体基板上にモノリシック集積化してもよく、実施の形態1から19と同様の効果を奏する。さらにAPDPリング101やダイオードリング120の特性を揃えることが可能となる。従い、偶高調波ミキサや2重平衡形ミキサではL0端子とRF/IF端子とのアイソレーションを高めることができる効果がある。直交ミキサでは変復調精度を高めることができる効果がある。イメージリジエクションミキサではイメージ抑圧比を高める効果がある。

【0143】実施の形態21。実施の形態1から19に記載のミキサを適用した受信装置であり、図35に直交ミキサを適用した受信装置の構成例を示す。図において、200はアンテナ、201は低雑音増幅器(LNA)、202は帯域通過フィルタ(BPF)、203は実施の形態16ないしは17の直交ミキサ、204は局部発振器、205は低域通過フィルタ、206はベースバンド増幅器である。実施の形態1から19に記載のミキサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【0144】実施の形態22。実施の形態1から19に記載のミキサを適用した送信装置であり、図36に直交ミキサを適用した送信装置の構成例を示す。図において、207は高出力増幅器(HPA)である。実施の形態1から19に記載のミキサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【0145】実施の形態23。実施の形態1から15に記載のミキサを位相検波器として適用した位相同期発振器であり、図37に構成例を示す。図において、208は電圧制御発振器(VCO)、209は分周器、210は位相比較器として用いた偶高調波ミキサ、211は基準発

振器、212はループフィルタである。アナログの位相比較器の欠点の1つに直流成分の漏れがある。これは、ミキサの不均衡成分であり、温度などによりこの直流成分は変動する。そのため、検波感度の変動や同期はずれの原因となっている。偶高調波ミキサ210では、式(1)より直流成分は抑制され出力されない。従って、偶高調波ミキサ210をPLLに適用すると動作が安定化する効果がある。また実施の形態1から19に記載のミキサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【0146】

【発明の効果】第1の発明に係る偶高調波ミキサによれば、(1)スロット線路を用いないため小形化できる効果、(2)アクティブバランにより、APDPリング(ダイオードリング)からLO端子への高調波などのスプリアス成分の逆流が抑制され、低スプリアスとなる効果、(3)アクティブバランにより、LO側の回路のインピーダンスによるAPDPリング(ダイオードリング)の駆動インピーダンスの変動が生じないため動作が安定化される効果、などがある。

【0147】第2の発明に係る偶高調波ミキサによれば、(1)スロット線路を用いないため小形化できる効果、(2)アクティブバランにより、APDPリング(ダイオードリング)からLO端子やRF端子への高調波などのスプリアス成分の逆流が抑制され、低スプリアスとなる効果、(3)アクティブバランにより、LO側やRF端子の回路のインピーダンスによるAPDPリング(ダイオードリング)の駆動インピーダンスの変動が生じないため動作が安定化される効果、などがある。

【0148】第3の発明に係る偶高調波ミキサによれば、アクティブバランとAPDPリングとの間に緩衝増幅器を設けることにより、アクティブバランの出力インピーダンスのばらつきによる不平衡成分を抑制できる。その結果、LO側とRF/IF側とのアイソレーションを高めることができる効果がある。また、局部発振電力を高めることができ、外部から入力する局部発振電力を低レベルとできる効果がある。また局部発振電力などの変動によるAPDPリングの変動があっても、緩衝増幅器によりLO端子のインピーダンス変動が抑制できる効果がある。

【0149】第4の発明に係る偶高調波ミキサによれば、入力信号用緩衝増幅器により利得の周波数リップルを抑制でき、伝送特性が向上する効果がある。また、入力信号用緩衝増幅器のアイソレーション特性により、局部発振波やIF出力信号波などのRF端子への漏洩を抑制でき、低スプリアスとなる効果がある。

【0150】第5の発明に係る偶高調波ミキサによれば、出力信号用緩衝増幅器により利得の周波数リップルを抑制でき、伝送特性が向上する効果がある。また、出力信号用緩衝増幅器のアイソレーション特性により、局部発振波やIF出力信号波などのRF端子への漏洩を抑制でき、低スプリアスとなる効果がある。

【0151】第6の発明に係る偶高調波ミキサによれば、高出力負荷抵抗とすることにより、偶高調波ミキサの利得が高まり、受信機の感度が改善されるなどの効果がある。

【0152】第7の発明に係る偶高調波ミキサによれば、高出力負荷抵抗とすることにより、偶高調波ミキサの利得が高まり、受信機の感度が改善されるなどの効果がある。

10 【0153】第8の発明に係る偶高調波ミキサによれば、温度などの要因で局部発振電力が変動しても、リミタにより局部発振電力が安定化され、変換損失が変動せず安定化する効果がある。

【0154】第9の発明に係る偶高調波ミキサによれば、温度などの要因で局部発振電力が変動しても、リミタにより局部発振電力が安定化され、変換損失が変動せず安定化する効果がある。

20 【0155】第10の発明に係る偶高調波ミキサによれば、アクティブバランの出力にフィルタを設け、アクティブバランの高調波を抑制している。その結果、偶高調波ミキサから出力されるスプリアスが低レベルとなる効果がある。

【0156】第11の発明に係る偶高調波ミキサによれば、LO端子とアクティブバランとの間に分周器を設け、外部から入力した局部発振波を2分周し、ミキサ内部での2通倍の効果を相殺している。従って、外部からみて、あたかも基本波動作のミキサと同じように動作する。このように本構成によると、基本波動作のミキサと同様の局部発振器やシンセサイザを用いることができ、PLLの特性劣化を抑制できる効果がある。

30 【0157】第12の発明に係る偶高調波ミキサによれば、ダイオードリングを用いているので、回路規模を削減することができる。

【0158】第13の発明に係る偶高調波ミキサによれば、LO端子に分周器を設け、外部から入力した局部発振波を2分周し、ミキサ内部での2通倍の効果を相殺している。従って、外部からみて、あたかも基本波動作のミキサと同じように動作する。このように本構成によると、基本波動作のミキサと同様の局部発振器やシンセサイザを用いることができ、PLLの特性劣化を抑制できる効果がある。さらに分周器の差動出力をAPDPリングに供給し、アクティブバランを不要としているため、小形化できる効果がある。

【0159】第14の発明に係る直交ミキサによれば、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、小形に構成できる効果がある。

【0160】第15の発明に係る直交ミキサによれば、第1～第13の発明に係る偶高調波ミキサのいずれか2つを用いているため、小形に構成できる効果がある。

50 【0161】第16の発明に係るイメージリジェクションミキサによれば、第14又は第15の発明に係る直交

ミクサを用いているため、小形に構成できる効果がある。また小形に構成できるため、接続部での位相の回転を抑制でき、イメージ抑圧比を高める効果もある。

【0162】第17の発明に係る2重平衡ミクサによれば、第1～第13の発明に係る偶高調波ミクサのいずれか2つを用いているため、小形に構成できる効果がある。またRFとIFの分波回路が不要となり、より小形化・広帯域化が可能となる利点がある。

【0163】第18の発明に係る偶高調波ミクサは、第1～第13の発明に係る偶高調波ミクサを半導体基板上にモノリシック集積化することにより、APDPリングやダイオードリングの特性を揃えることが可能となる。従い、偶高調波ミクサではLO端子とRF/IF端子とのアイソレーションを高めることができる効果がある。

【0164】第19の発明に係る受信装置は、第1～第13の発明に係る偶高調波ミクサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【0165】第20の発明に係る送信装置は、第1～第13の発明に係る偶高調波ミクサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【0166】第21の発明に係る位相同期発振器は、偶高調波ミクサをPLLに適用することにより動作が安定化する効果がある。また第1～第13の発明に係る偶高調波ミクサを適用しているため、小形化できる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の実施の形態1の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図2】 アクティブバランの構成である。

【図3】 アクティブバランの等価回路である。

【図4】 アクティブバランの構成である。

【図5】 本発明の実施の形態2の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図6】 本発明の実施の形態3の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図7】 本発明の実施の形態4の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図8】 本発明の実施の形態5の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図9】 緩衝増幅器の一例である。

【図10】 周波数リップルの説明図である。

【図11】 本発明の実施の形態6の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図12】 本発明の実施の形態6の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図13】 本発明の実施の形態7の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図14】 緩衝増幅器の一例である。

【図15】 本発明の実施の形態7の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図16】 本発明の実施の形態8の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図17】 本発明の実施の形態8の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図18】 本発明の実施の形態9の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図19】 出力負荷抵抗に対する偶高調波ミクサの出力電圧の説明図である。

【図20】 本発明の実施の形態10の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図21】 局部発振電力に対する偶高調波ミクサの変換損である。

【図22】 本発明の実施の形態11の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図23】 リミタの特性の説明図である。

【図24】 リミタ付き偶高調波ミクサの特性の説明図である。

【図25】 本発明の実施の形態12の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図26】 偶高調波ミクサの出力スペクトラムの説明図である。

【図27】 本発明の実施の形態13の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図28】 本発明の実施の形態14の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図29】 本発明の実施の形態15の構成による偶高調波ミクサの構成である。

【図30】 本発明の実施の形態16の構成による直交ミクサの構成である。

【図31】 本発明の実施の形態16の構成による直交ミクサの構成である。

【図32】 本発明の実施の形態17の構成による直交ミクサの構成である。

【図33】 本発明の実施の形態18の構成によるイメージリジェクションミクサの構成である。

【図34】 本発明の実施の形態19の構成による2重平衡ミクサの構成である。

【図35】 本発明の実施の形態21の構成による受信装置の構成である。

【図36】 本発明の実施の形態22の構成による送信装置の構成である。

【図37】 本発明の実施の形態23の構成による位相同期発振器の構成である。

【図38】 偶高調波ミクサの一般的な構成図である。

【図39】 APDPのLO電流の説明図である。

【図40】 APDPのLO電流の説明図である。

【図41】 偶高調波ミクサの周波数の説明図である。

【図42】 従来の構成による偶高調波ミクサの構成図である。

【図43】 従来の構成による偶高調波ミクサの構成図

である。

【図44】 従来の構成による高調波ミキサの分波回路の説明図である。

【図45】 従来の構成による偶高調波ミキサの分波回路の説明図である。

【図46】 従来の構成による偶高調波ミキサの構成図である。

【図47】 APDPに加わる波の位相を説明する図である。

【図48】 従来の構成による偶高調波ミキサの構成図である。

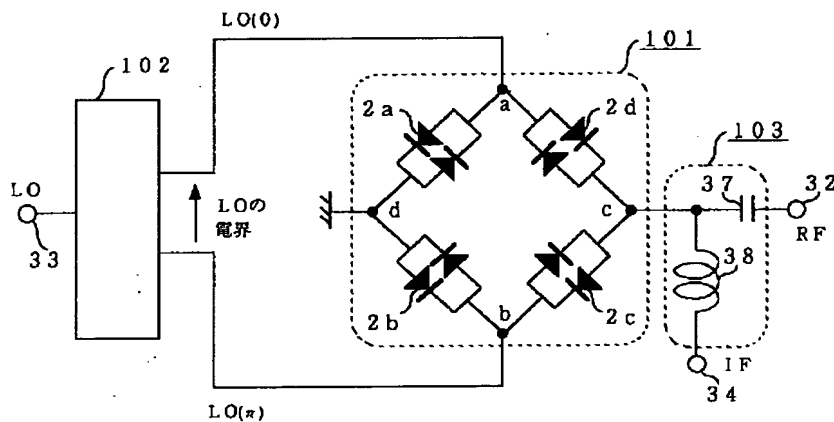
【図49】 ダイオードに加わる波の位相を説明する図である。

【符号の説明】

1 ミキサダイオード、2 アンチパラレルダイオードペア (APDP)、3 分波回路、21 帯域通過フィルタ (BPF)、22 高域通過フィルタ (HPF)、23 低域通過フィルタ (LPF)、32 RF端子、33 LO端子、34 IF端子、35 先端開放スタブ、36 先端短絡スタブ、37 RFチョーク、38 DCカット、80 スロット線路、81 コプレナ線路、82 ワイヤ、101 APDPリング、102 アクティブバラン、103 分波回 *

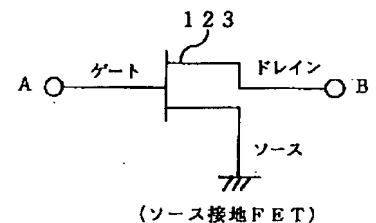
* 路、104 FET、105 抵抗、106、107および108 DCカット用コンデンサ、109 RFチョーク用インダクタ、115 出力端子、110 ゲート・ソース間容量 C_{gs} 、111ドレイン抵抗 R_{ds} 、112 電流源、113 負荷抵抗、114 電源の内部抵抗、116 整合回路、120 ダイオードリング、121 アクティブバラン、122 緩衝増幅器、123 ソース接地FET、124 緩衝増幅器、125 ゲート接地FET、126 緩衝増幅器、127 抵抗、128 ソースフロア、129 出力負荷抵抗、130 演算増幅器、131 リミタ、132 フィルタ、133 分周器、134 90度分配回路、135 分配回路、136 45度分配回路、137 90度移相回路、138 180度ハイブリッド電力分配器、200 アンテナ (ANT)、201 低雑音増幅器 (LNA)、202 帯域通過フィルタ (BPF)、203 直交ミキサ、204 局部発振器、205 低域通過フィルタ (LPF)、206 ベースバンド増幅器 (AMP)、207 高出力増幅器 (HPA)、208 電圧制御発振器 (VCO)、209 分周器、210 偶高調波ミキサ、211 基準発振器、212 ループフィルタ。

【図1】



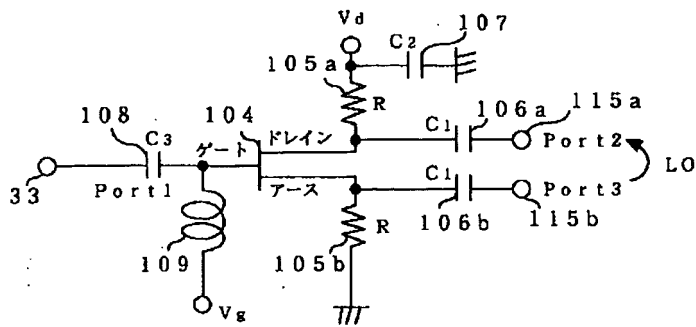
- 101 アンチパラレルダイオードペアリング (APDPリング)
- 102 アクティブバラン
- 103 分波回路

【図9】



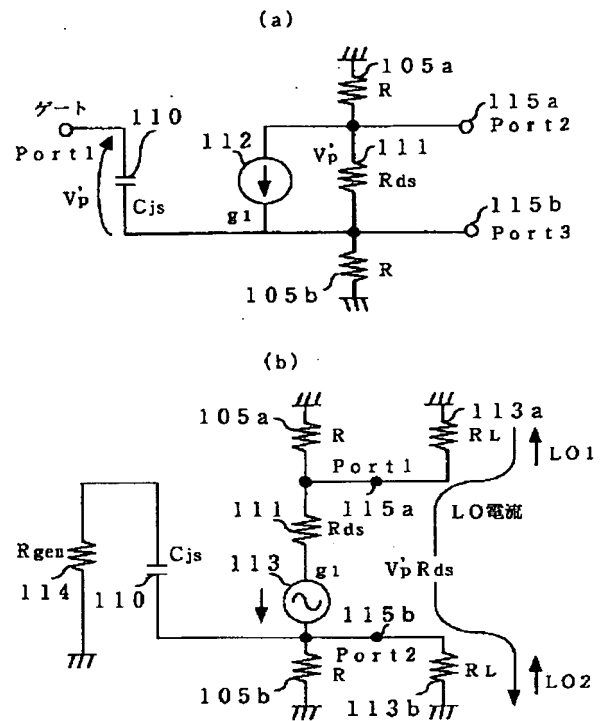
123: ソース接地FET

【図2】



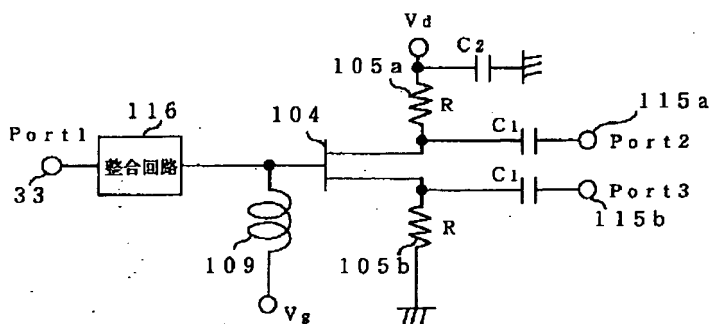
104:電界効果トランジスタ
 105:抵抗
 106、107、108:DCカット用コンデンサ
 109:RFチャーク用インダクタ
 115:出力端子

【図3】



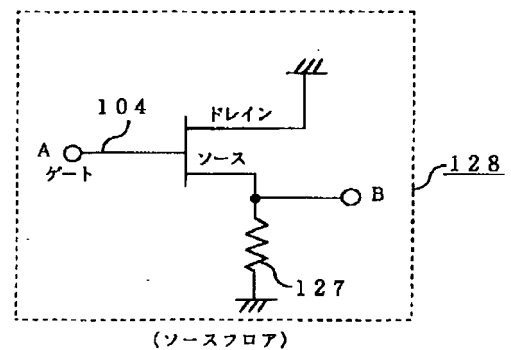
110:ゲートアース間容量
 111:ドレイン抵抗
 112:電流源
 113:負荷抵抗
 114:内部抵抗

【図4】



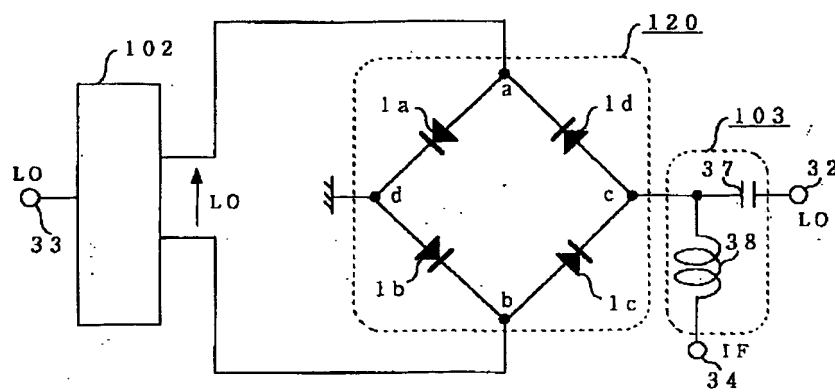
116:整合回路

【図14】



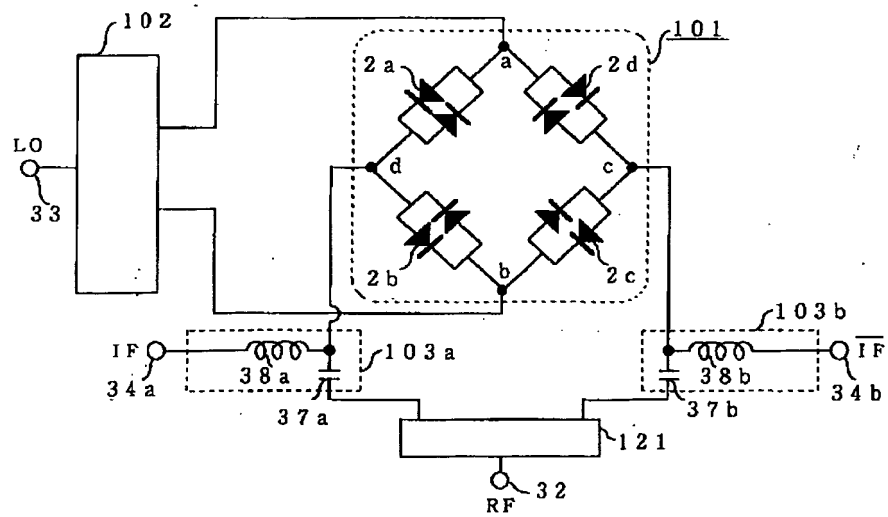
126:出力信号用緩衝増幅器
 127:抵抗
 128:ソースフロア

【図5】



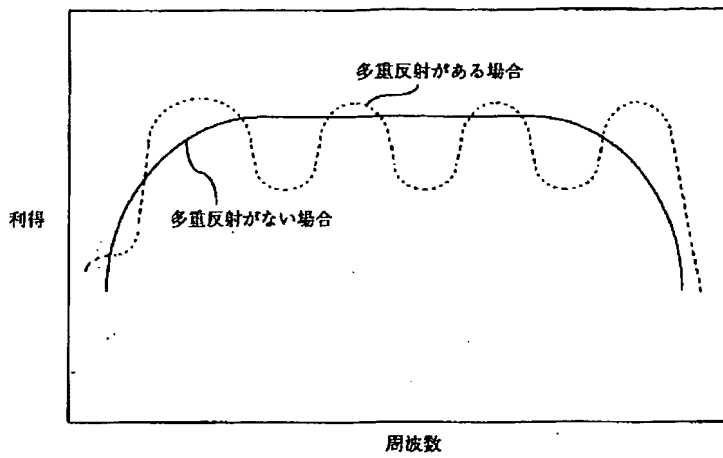
120 : ダイオードリング

【図6】

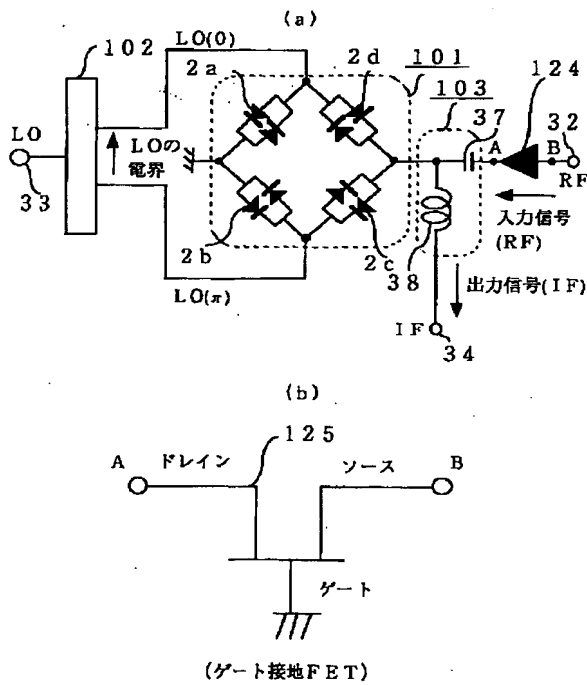


121 : RF用アクティブバラン

【図10】

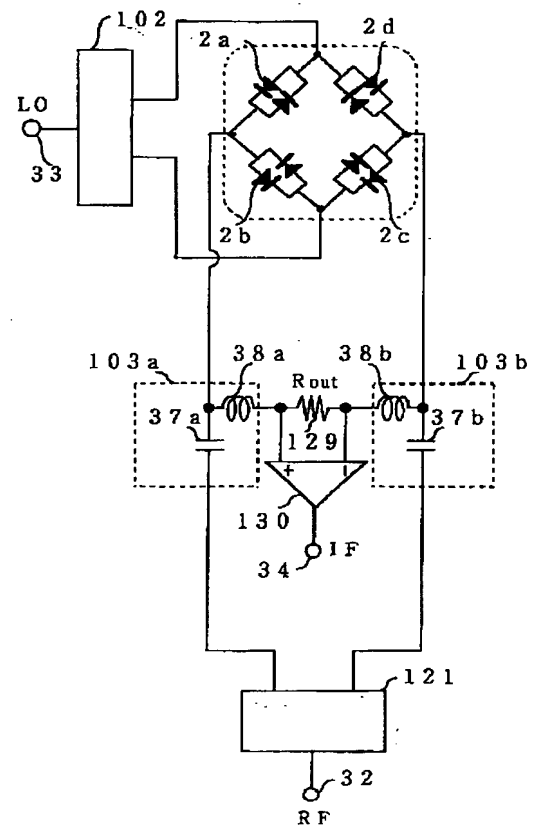


【図11】

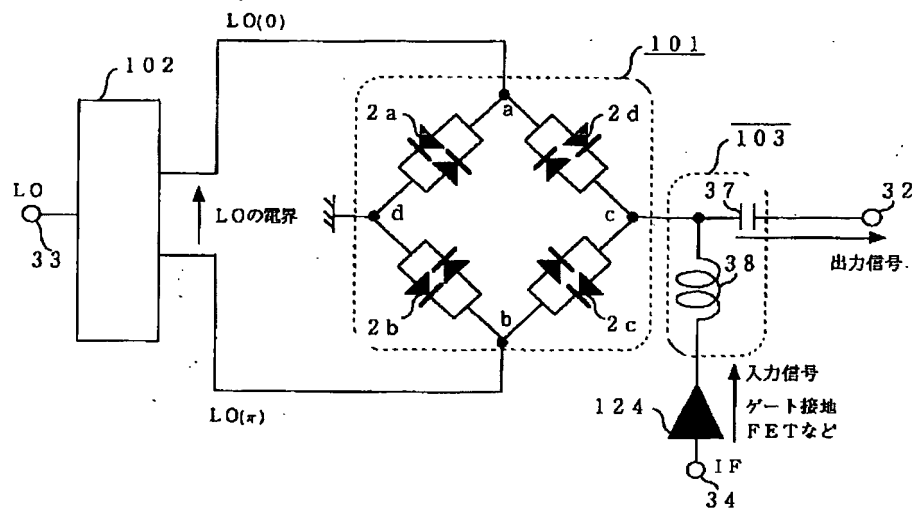


124: 入力信号用緩衝増幅器
125: ゲート接地FET

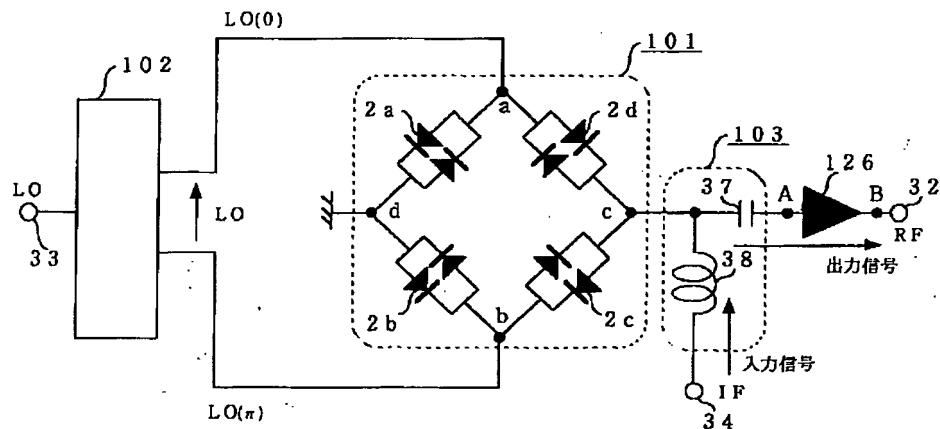
【図20】



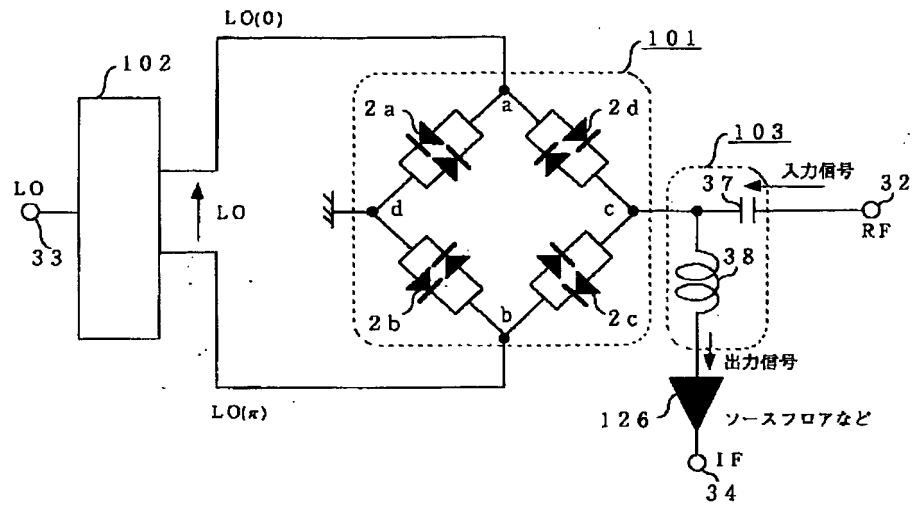
【図12】



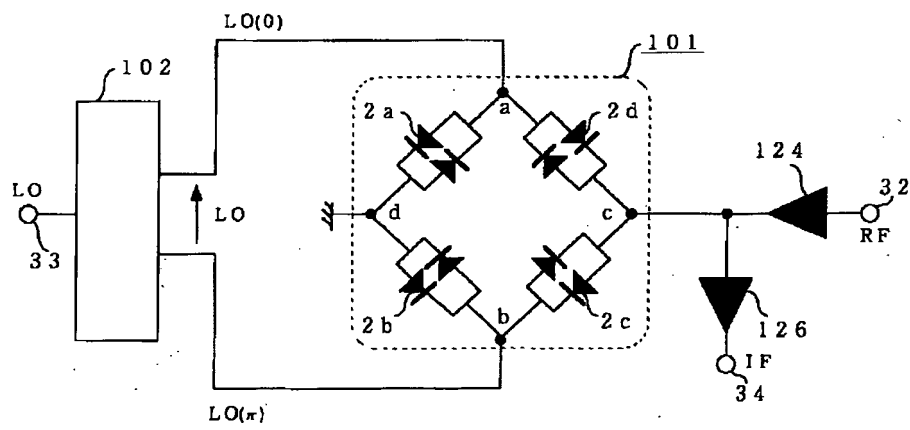
【図13】



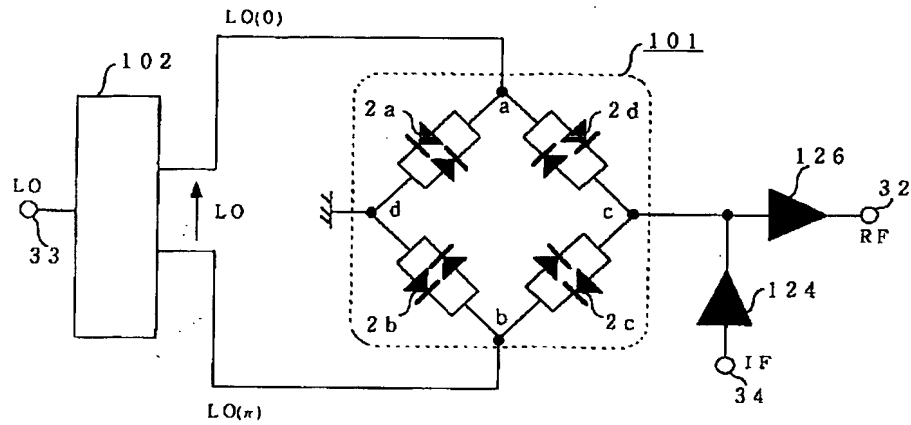
【図15】



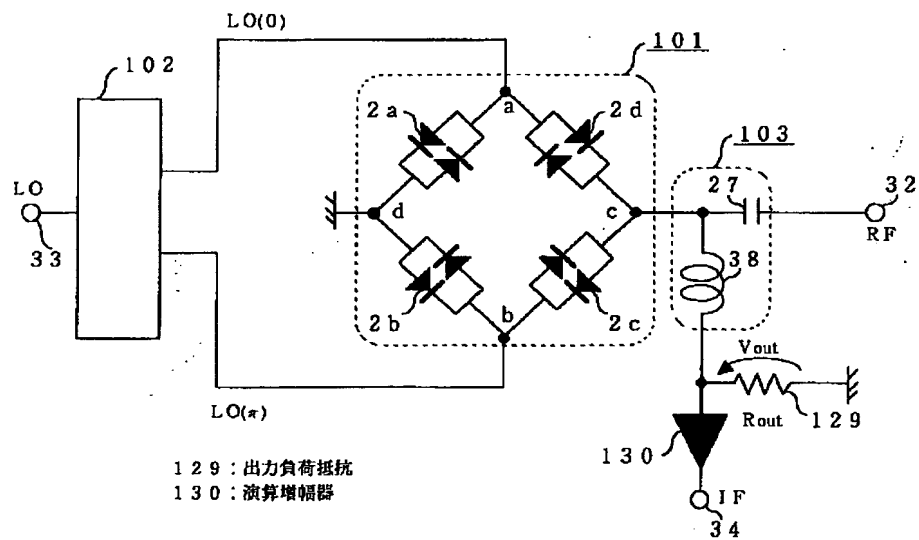
【図16】



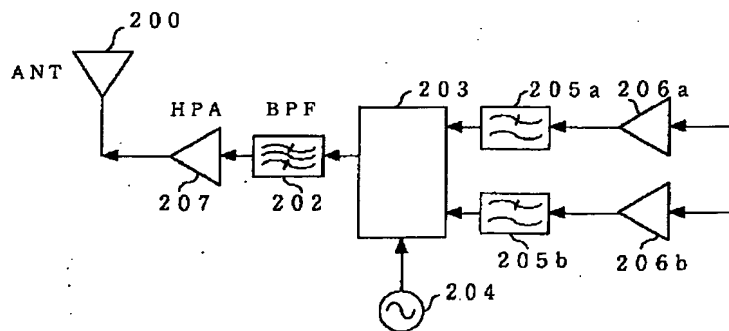
【図17】



【図18】

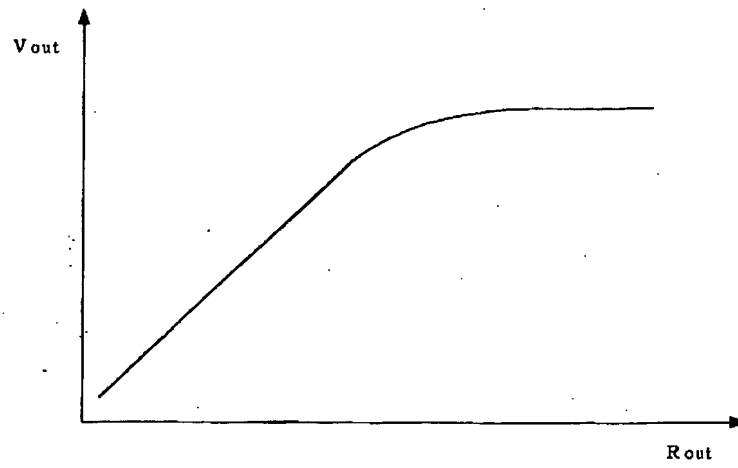


【図36】

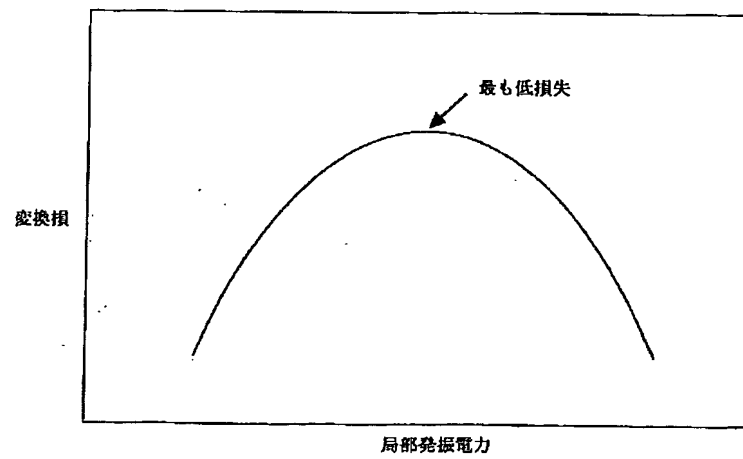


207: 高出力増幅器

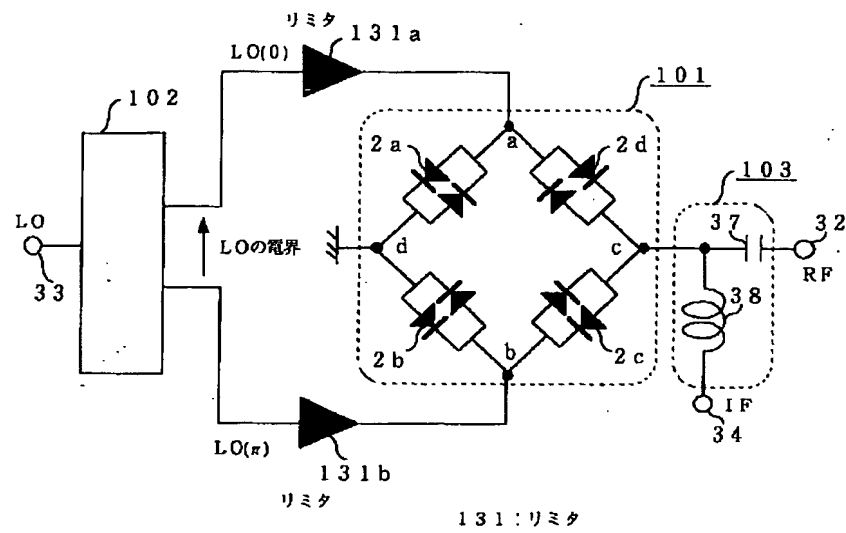
【図19】



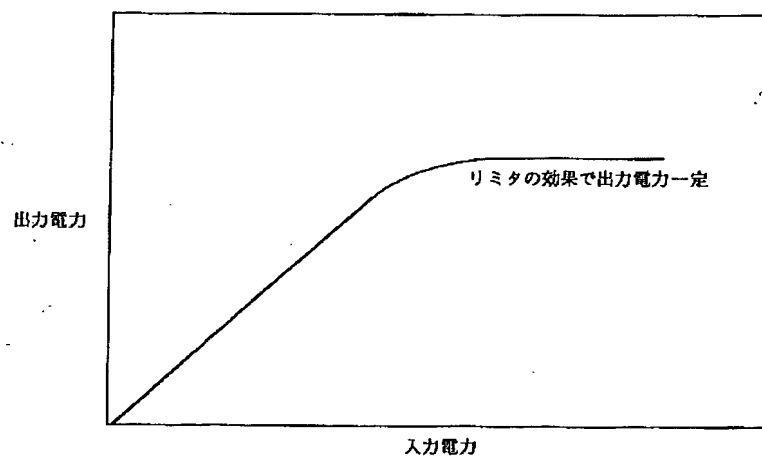
【図21】



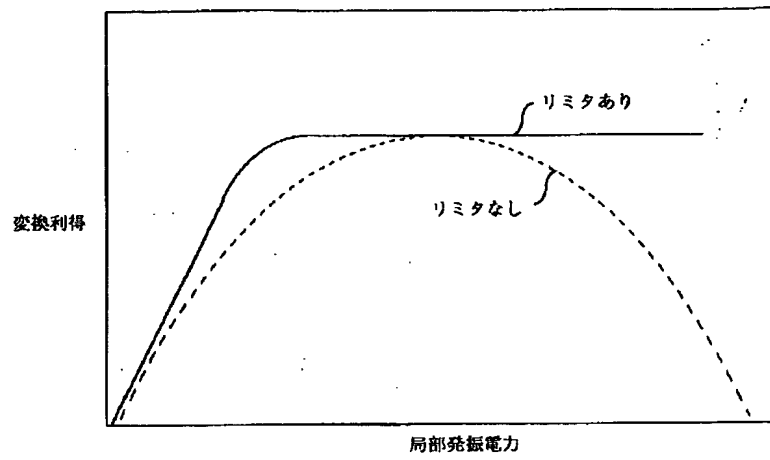
【図22】



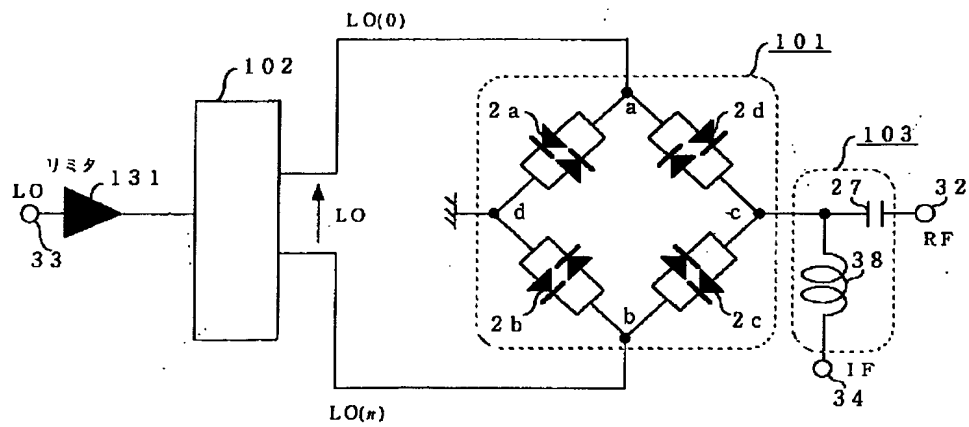
【図23】



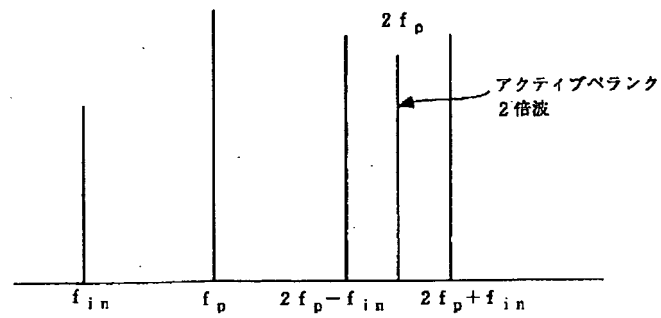
【図24】



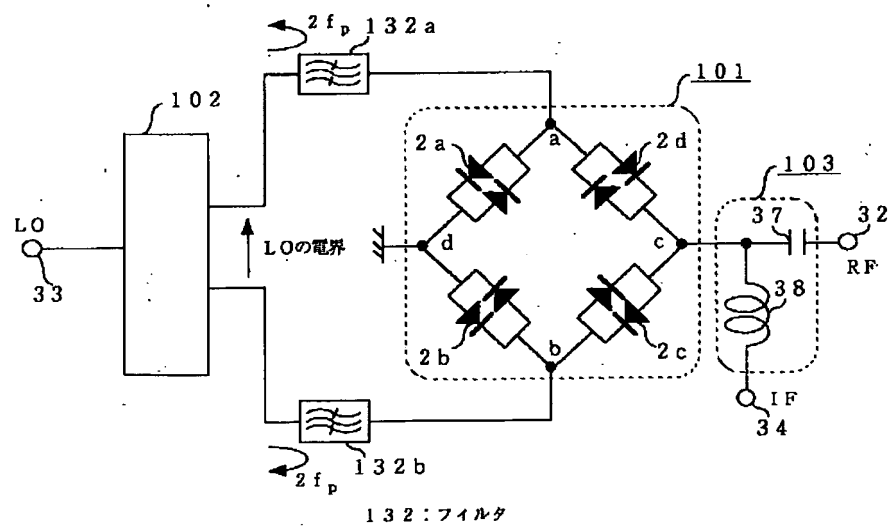
【図25】



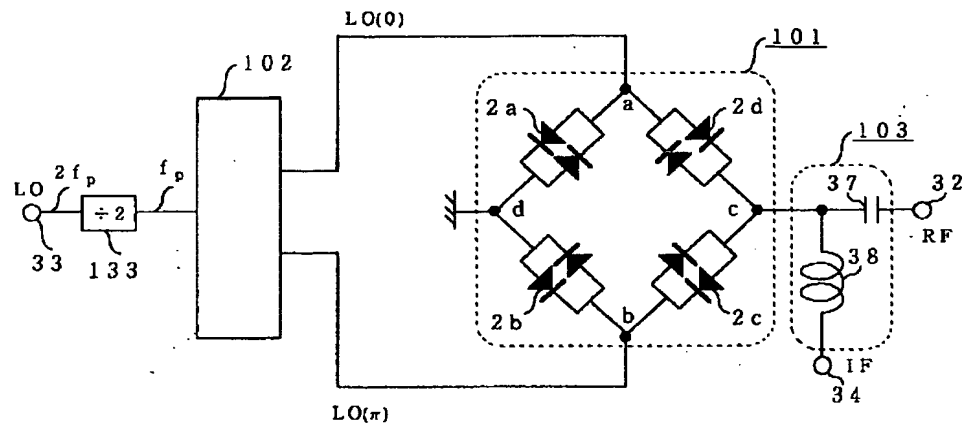
【図26】



【図27】

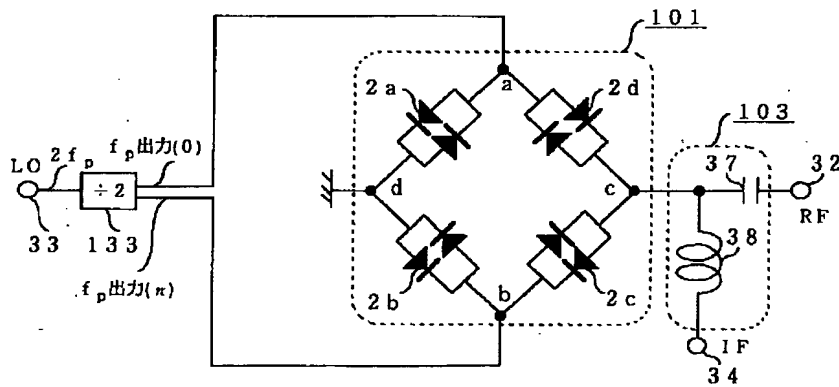


【図28】

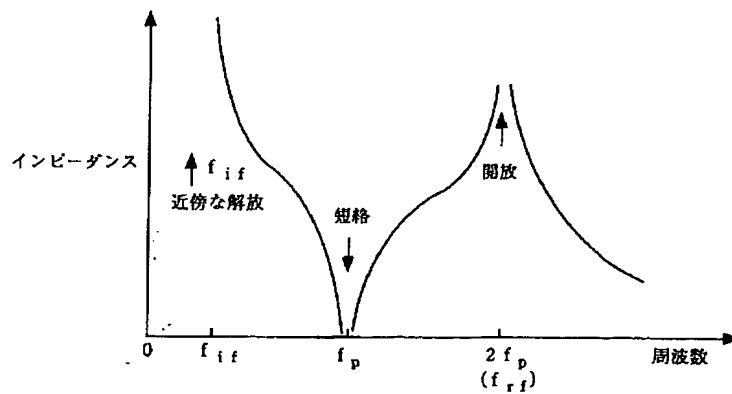


133:分周器

【図29】

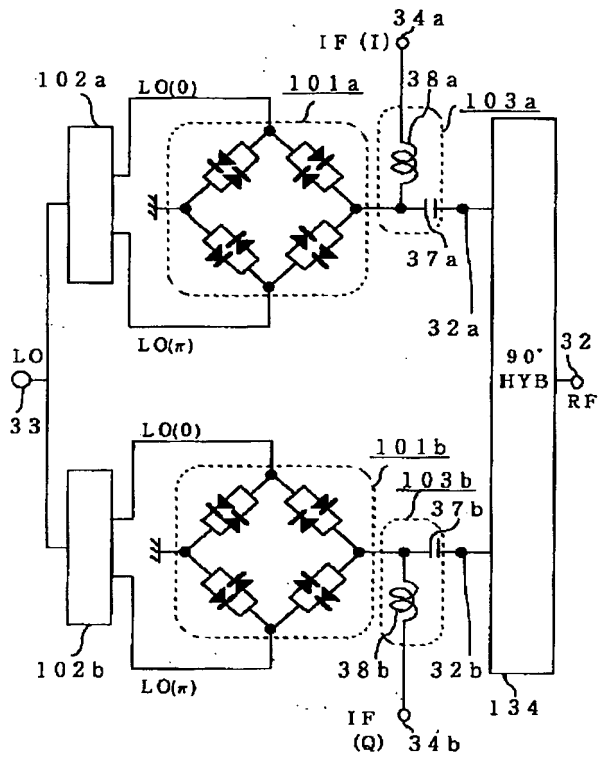


【図44】



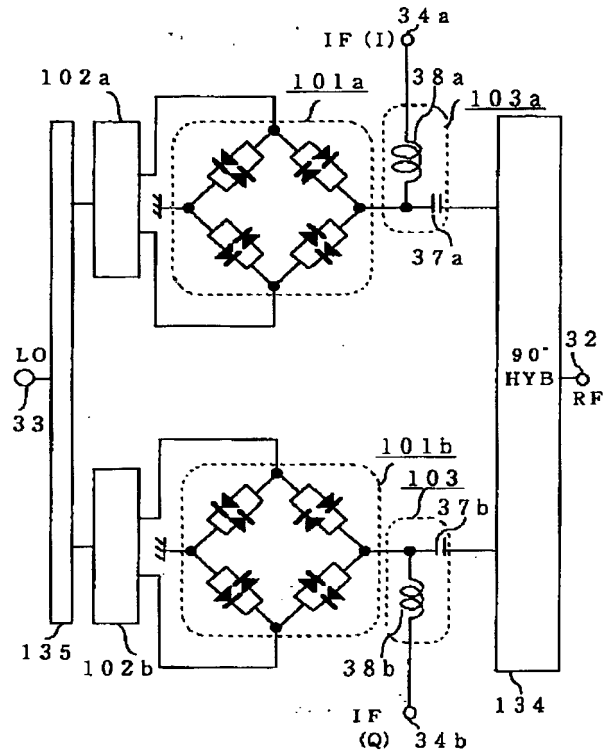
先端開放スタブのインピーダンス

【図30】



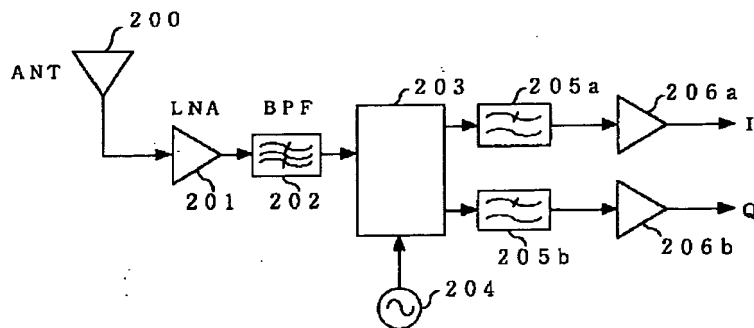
134: 90° 分配回路

【図31】



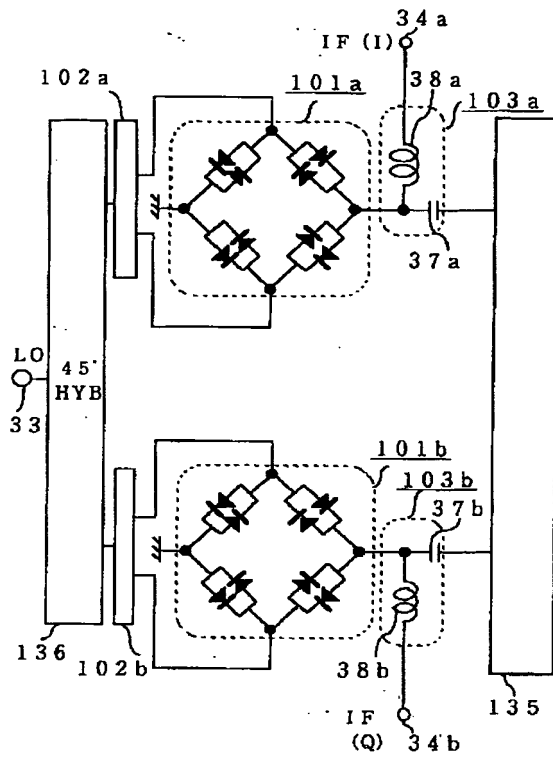
135: 分配回路

【図35】



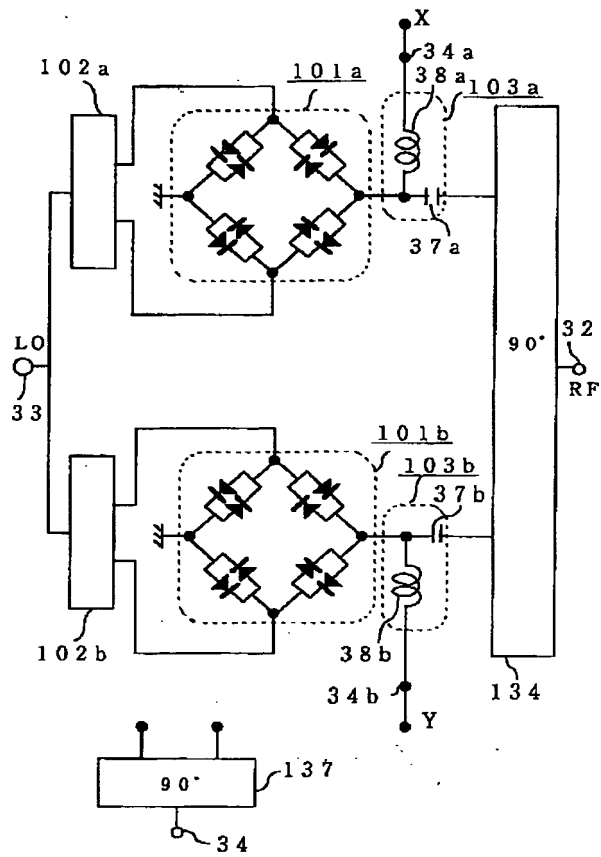
200: アンテナ
 201: LNA
 202: BPF
 203: 直交ミキサ
 204: 局部発振器
 205: 低域通過フィルタ
 206: ベースバンド増幅器

【図32】



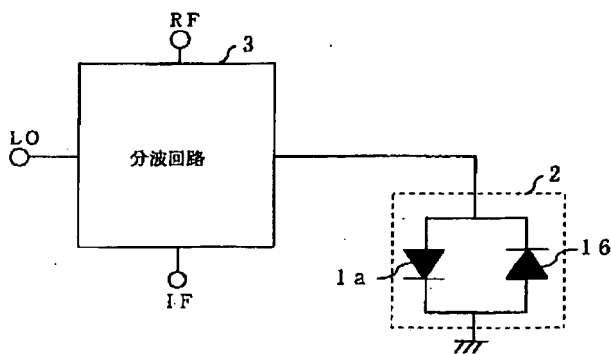
136: 45度分配回路

【図33】



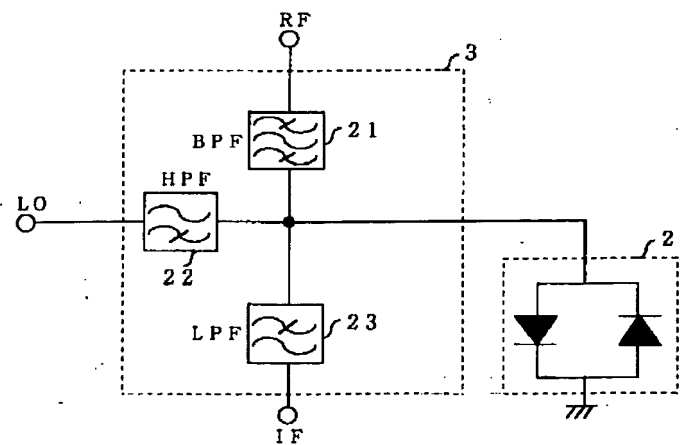
137: 90度移相回路

【図38】



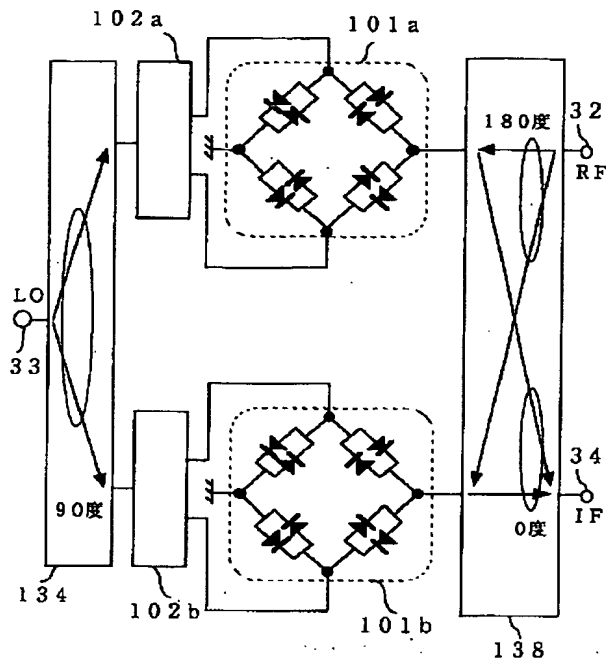
- 1: ミキサダイオード
2: アンチパラレルダイオードペア
3: 分波回路

【図42】



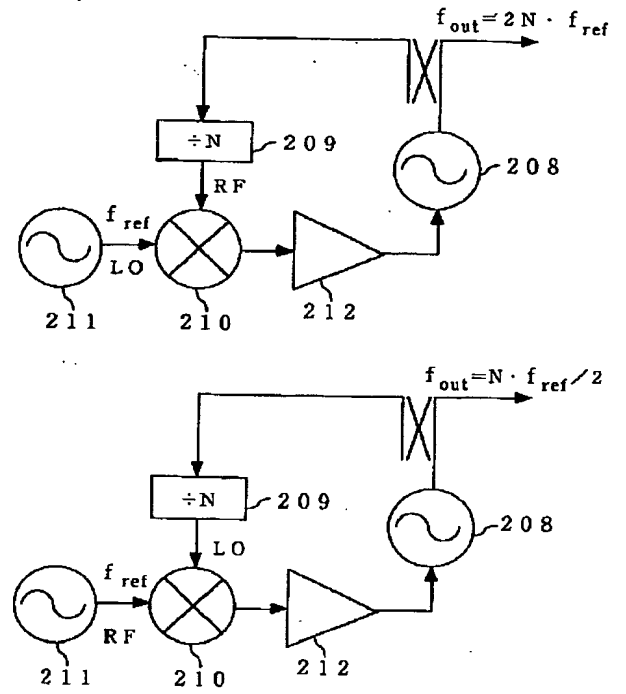
- 21: 帯域通過フィルタ (BPF)
22: 高域通過フィルタ (HPF)
23: 低域通過フィルタ (LPF)

【図34】



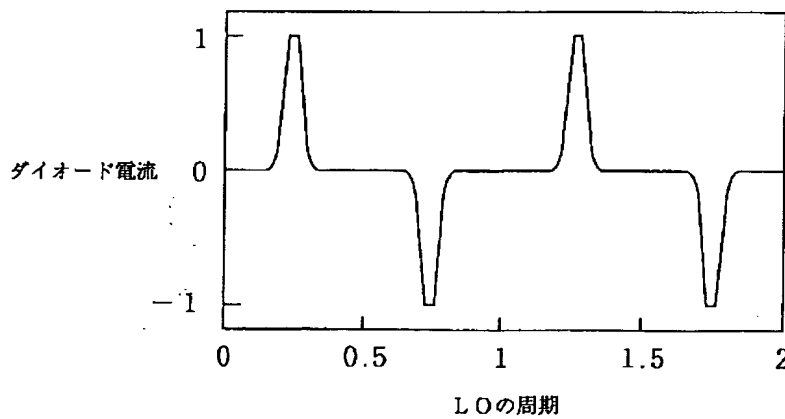
138: 180度ハイブリッド電力分配器

【図37】

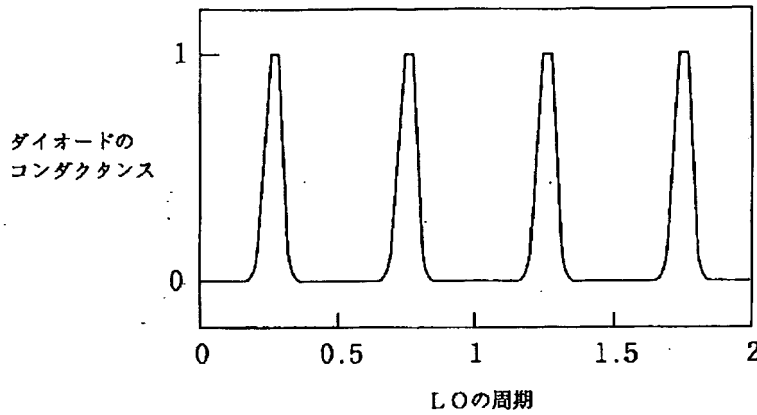


- 208: 電圧制御発振器
 209: 分周器
 210: 銅高調周波ミキサ
 211: 基準発振器
 212: ループフィルタ

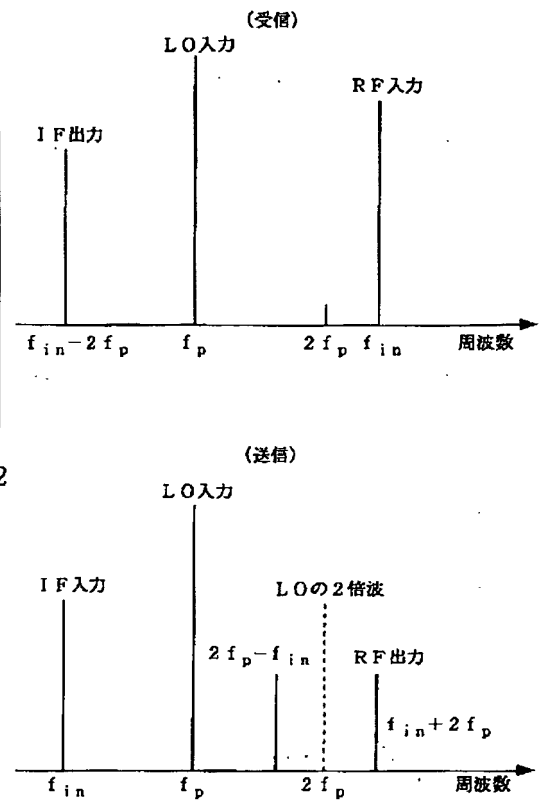
【図39】



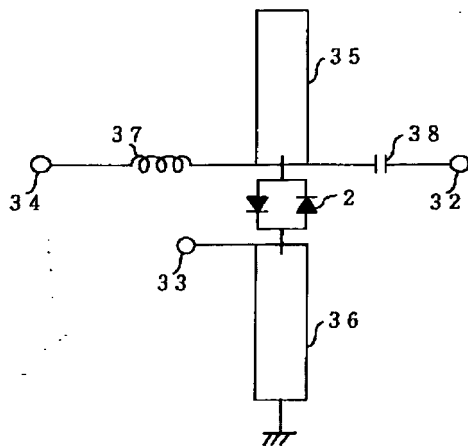
【図40】



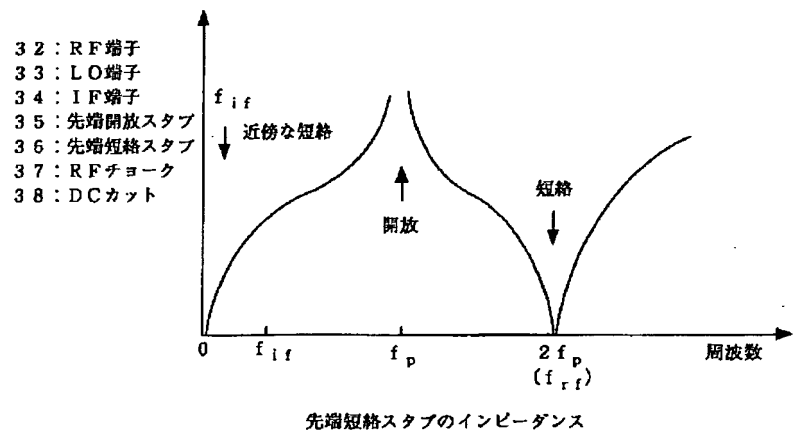
【図41】



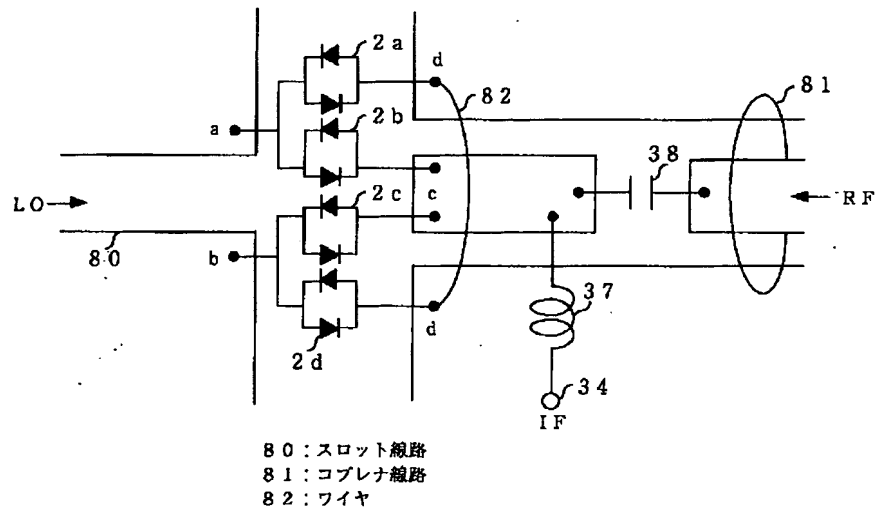
【図43】



【図45】



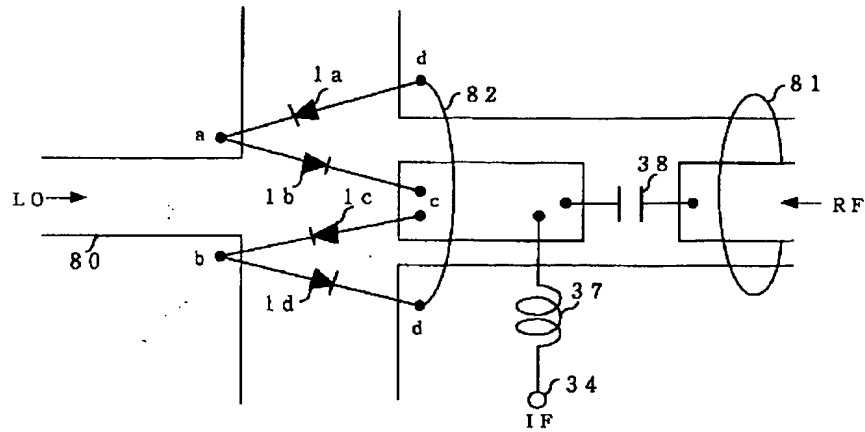
【図46】



【図47】

	2a	2d	2c	2b	
LO	↑ (0)	↑ (0)	↑ (0)	↑ (0)	RF端子側ではキャンセル
RF	↑ (0)	↓ (π)	↑ (0)	↓ (π)	LO端子側ではキャンセル
IF	↑ (0)	↓ (π)	↑ (0)	↓ (π)	RF端子側に出力

【図48】



【図49】

	1 a	1 d	1 c	1 b	
	a ↑ d	d ↑ b	c ↑ b	a ↑ c	
LO	↑ (0)	↑ (0)	↑ (0)	↑ (0)	RF端子側ではキャンセル
RF	↑ (0)	↓ (π)	↑ (0)	↓ (π)	LO端子側ではキャンセル
IF	↑ (0)	↓ (π)	↑ (0)	↓ (π)	RF端子側に出力

フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁶

H04B 1/26

識別記号

庁内整理番号

FI

H04B 1/26

技術表示箇所

J

(72) 発明者 田島 賢一

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(72) 発明者 飯田 明夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内